# NUOVA ELETTRONICA

## HANDBOOK



# NUOVA ELETTRONICA

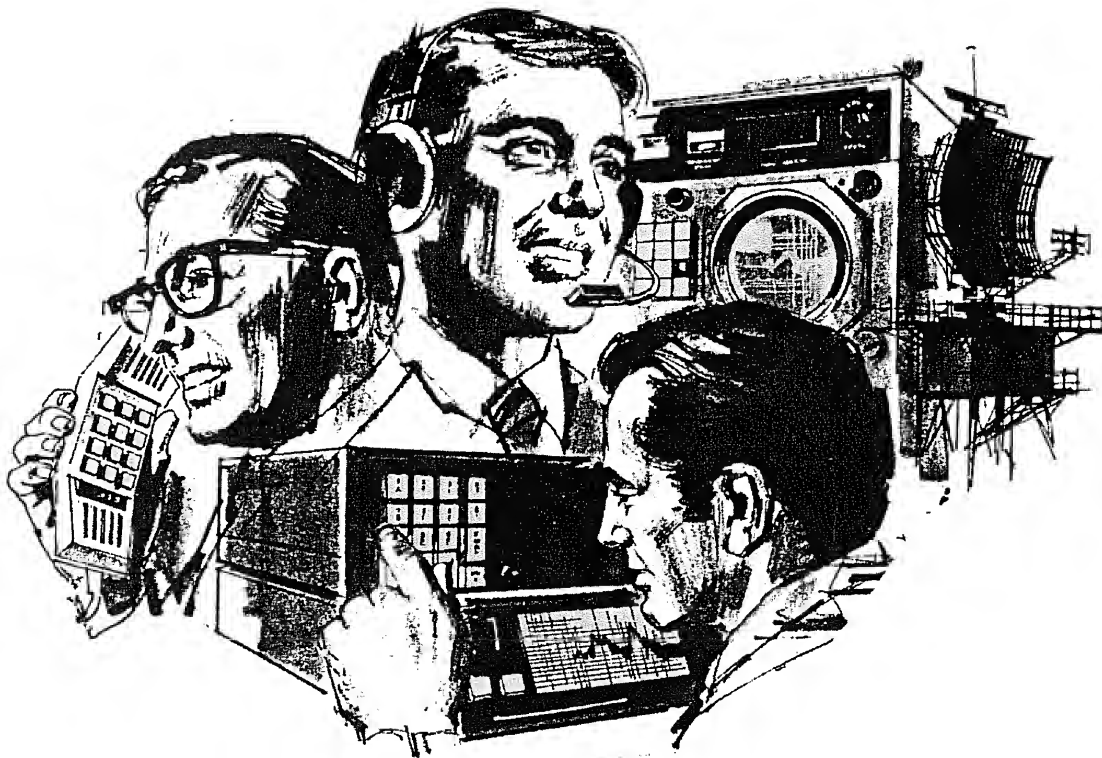
# HANDBOOK

1

Direzione Editoriale
Rivista NUOVA ELETTRONICA
Via Cracovia n.19
40139 BOLOGNA (Italia)

Autore MONTUSCHI GIUSEPPE

4ª RISTAMPA 1999



Ad un vecchio saggio cinese fu chiesto quale fosse l'azione più nobile che avesse compiuto nella sua vita. Questi rispose:

"L'azione più nobile che ho fatto è stata quella di insegnare ai giovani tutto quello che sapevo, spiegando con semplici esempi che quanto la teoria afferma raramente è sufficiente nella vita pratica."

Anche noi siamo del parere che per insegnare ai giovani, che con tanto entusiasmo, ma scarsa preparazione pratica-teorica, desiderano conoscere tutti **i segreti** dell'elettronica, occorrono persone competenti, che abbiano passato molti anni in laboratorio e che sappiano spiegare in modo semplice anche gli argomenti più difficili, non dimenticando di sottolineare che esiste sempre una differenza tra la teoria e la pratica.
Come avrete notato, i pochi e costosi libri che si trovano in commercio oltre ad usare un linguaggio per lo più incomprensibile, vengono corredati di complesse formule che complicano la lettura anziché semplificarla e fanno perdere qualsiasi interesse verso il mondo dell'elettronica.
Tanto per portarvi un esempio, riportiamo quanto scritto in un libro costato 180.000 lire, nel capitolo dedicato agli **oscillatori a quarzo**:

*"Gli oscillatori a quarzo sono caratterizzati da una grande stabilità perché la differenza di potenziale alternata applicata ai capi del quarzo determina una deformazione longitudinale della piastrina che crea delle vibrazioni intorno alla frequenza di risonanza con una curva d'impedenza molto ripida. Si fa presente che una forza meccanica applicata in opportuna direzione fa nascere una carica sulla superficie del materiale medesimo, vedi schema elettrico fig.X1/12."*

Possiamo assicurarvi che lo schema riportato in tale figura è puramente teorico, quindi funzionerà sulla **carta**, ma non in pratica.

In un altro brano preso da un libro dedicato ai **Filtri Cross-Over**, che avrebbe la pretesa di insegnare come costruirsi da soli un filtro, l'argomento viene affrontato con queste incomprensibili frasi:

*"I filtri Cross-Over esprimono la fase dell'impedenza, che congiunta al valore angolare dell'arco della tangente immaginaria può assumere valori positivi o negativi, di conseguenza, la corrente circolante può assumere una reattanza induttiva o capacitiva. In definitiva per valutare le prestazioni elettriche del dispositivo e calcolare i ritardi temporali, una volta fatte le debite trasposizioni, si dovranno usare le seguenti formule."*

$$|z_{in}| = \sqrt{\left(\frac{RX_L^2}{R^2+X_L^2}\right)^2 + \left[\frac{R^2(X_C-X_L)+X_CX_L^2}{R^2+X_L^2}\right]^2}$$

$$\left|\frac{Z_{out}}{Z_{in}}\right| = \sqrt{\frac{R^2X_L^4+R^4X_L^2}{R^2X_L^4+R^4(X_C-X_L)^2+X_C^2X_L^4+2R^2(X_C-X_L)X_CX_L^2}}$$

Poiché libri come questi non sono di aiuto a coloro che vorrebbero divertirsi e nel frattempo accrescere le loro conoscenze tecniche, la rivista Nuova Elettronica ha deciso di pubblicare questo **Handbook** per farvi comprendere che l'elettronica non è poi così difficile come molti la descrivono.
Vorremmo inoltre far presente che per diventare **esperti** in elettronica non basta la sola teoria, ma occorre fare molta pratica, cioè bisogna prendere in mano il saldatore ed iniziare a montare qualche semplice circuito per passare gradualmente ai più difficili, perché solo così si scoprirà quale differenza esiste tra la teoria e la pratica.
Se inizialmente non riuscite a far funzionare qualche progetto, non scoraggiatevi perché **non sempre** è colpa vostra. Infatti su molte pubblicazioni appaiono progetti che nemmeno un **esperto tecnico** riuscirebbe a far funzionare, immaginiamoci poi un principiante.
Scegliendo un qualsiasi progetto pubblicato sulla rivista Nuova Elettronica non correrete mai questo pericolo, perché i nostri schemi non vengono studiati solo sulla carta, ma montati e collaudati.
Se non riuscite a far funzionare nemmeno questi, potrete sempre spedirli al nostro laboratorio e li riavrete indietro riparati e perfettamente funzionanti con indicato l'**errore** che avevate involontariamente commesso in fase di montaggio.
Nel nostro **Handbook** troverete validi schemi ed anche tutte quelle soluzioni teorico-pratiche che cerchereste inutilmente negli altri manuali, pertanto siamo convinti che questo **Handbook** verrà molto apprezzato da tutti, hobbisti, tecnici ed ingegneri.

Dobbiamo fare un'ultima ed importante precisazione.
Sfogliando questo **Handbook** noterete che le **formule** da noi riportate sono totalmente diverse da quelle che potreste trovare in tutti gli altri libri di testo, perché le nostre sono **formule pratiche**.
Poiché qualcuno potrebbe dubitare della loro validità, prima di criticarle vi chiediamo di provarle e scoprirete che queste vi forniranno quegli esatti valori richiesti da ogni circuito per funzionare.

Per farvi comprendere la differenza che esiste tra una formula **pratica** ed una **teorica**, possiamo portarvi qualche esempio.
Se chiedessimo quanto tempo è necessario per percorrere in auto una distanza di **60 chilometri** ad una velocità di **120 Km/ora**, tutti risponderebbero **mezz'ora**.
In **teoria** questo è il tempo esatto, ma se effettuerete una prova **pratica**, vi accorgerete che occorre un tempo maggiore, perché applicando la formula **teorica** non avete tenuto conto che nei primi **cento metri** si procede a soli **50 Km all'ora**, che ancora si possono trovare dei **semafori rossi** e che spesso occorre **rallentare** per l'eccessivo traffico.
Chi vuole conoscere il tempo reale che si impiega per percorrere questi chilometri, deve tenere presente tutti questi fattori che subentrano a modificare la **formula** teorica.

Ancora, se vi forniamo la formula teorica per calcolare l'arcata di un ponte in grado di sostenere un peso massimo di **200 quintali**, e la usate senza tener conto delle tolleranze dei materiali e di tutti i possibili imprevisti, il ponte dopo breve tempo crollerà.
Infatti anche collocando ai lati del ponte un cartello di avvertimento con indicato "**massima portata 200 quintali**", se non avete considerato che dai due lati opposti potrebbero entrare contemporaneamente due camion con un peso di **200 quintali** cadauno, il ponte non reggerà al peso perché nel calcolo teorico non si era tenuto conto di questo imprevisto.

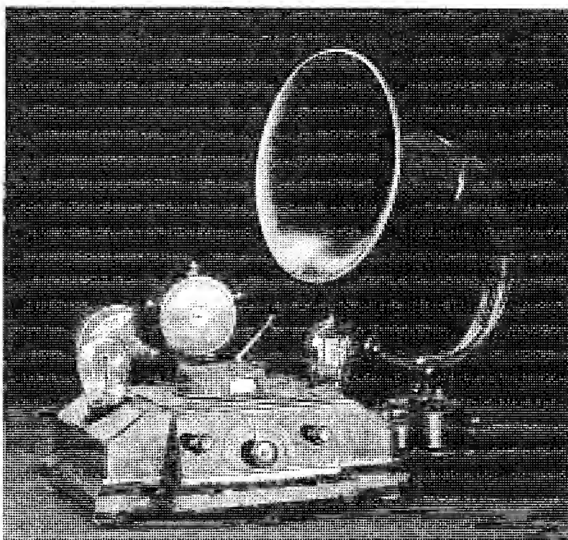
Nel calcolo **pratico** non si dovrebbe dimenticare che, oltre al peso dei due camion, in inverno può **sommarsi** anche quello di un abbondante strato di neve.

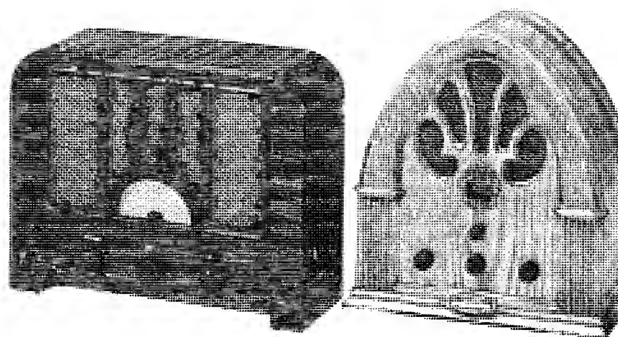
Lo stesso avviene in campo elettronico dove non si possono applicare le **formule teoriche** senza considerare le tolleranze delle resistenze, dei condensatori o le capacità parassite del cablaggio.
Le **formule pratiche** raccolte in questo **Handbook** tengono conto di tutte queste "varianti incognite".

Vogliamo pertanto sperare che questo Handbook risulti per voi un compagno fedele ed affidabile al quale poter ricorrere ogniqualvolta dovrete risolvere un qualsiasi problema teorico-pratico.

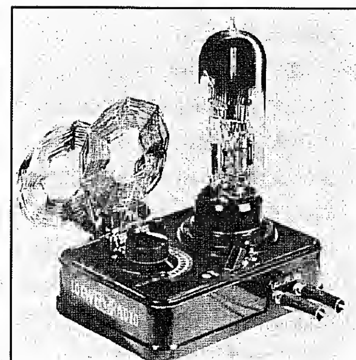
**il Direttore G. MONTUSCHI**

# SOMMARIO

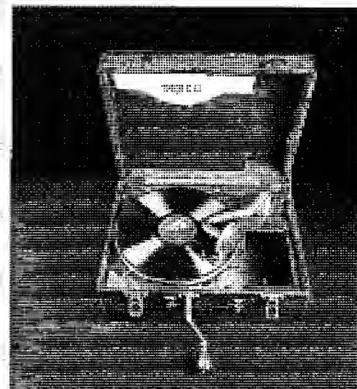


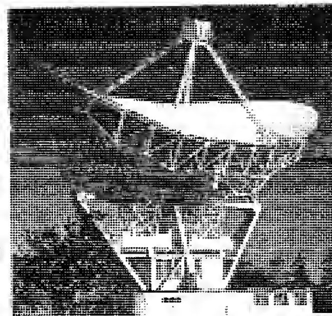


# CALENDARIO TECNOLOGICO

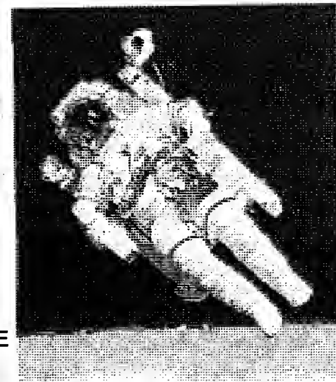


1775 = FRANKLIN inventò il parafulmine
1785 = COULOMB formulò la legge che prese il suo nome
1790 = GALVANI scoprì l'elettricità galvanica
1800 = VOLTA inventò la Pila
1820 = OERSTED scoprì l'elettromagnetismo
1821 = AMPERE formulò la legge dell'elettrodinamica
1821 = FARADAY scoprì gli effetti elettrolitici dell'elettricità
1827 = OHM formulò la legge che prese il suo nome
1831 = FARADAY scoprì l'induzione elettromagnetica
1833 = FARADAY formulò la legge sull'elettrolisi elettrolitica
1835 = MORSE inventò il telegrafo e il relativo codice
1838 = DOPPLER scoprì l'effetto frequenza/velocità
1841 = JOULE formulò l'equazione sugli effetti termici
1852 = WHEATSTONE inventò il relè
1854 = KELVIN presentò la scala assoluta sulle temperature
1856 = SIEMENS presentò il primo indotto a doppio T
1857 = GOBEL inventò la lampadina a filamento di carbone
1860 = PLANTÈ inventò la batteria al piombo
1862 = MAXWELL formulò le equazioni sul flusso magnetico
1866 = SIEMENS presentò la prima dinamo autoeccitata
1876 = HUGHES inventò il microfono a carbone
1878 = EDISON inventò la lampadina con filamento di platino
1878 = EDISON inventò il fonografo a cilindro
1884 = NIPKOW inventò il disco per trasmissioni immagini
1885 = PACINOTTI presentò il suo anello utilizzato su dinamo e motori
1886 = FERRARIS inventò il campo magnetico rotante
1887 = BERLINER presentò il grammofono a disco
1888 = HERTZ scoprì le onde elettromagnetiche
1889 = DOLIWO & DOBROWOLSKI inventarono il motore trifase
1891 = TESLA presentò il suo trasformatore ad alta tensione
1892 = LORENZ formulò la sua teoria degli elettroni
1892 = AUER inventò la lampadina con filamento di tungsteno



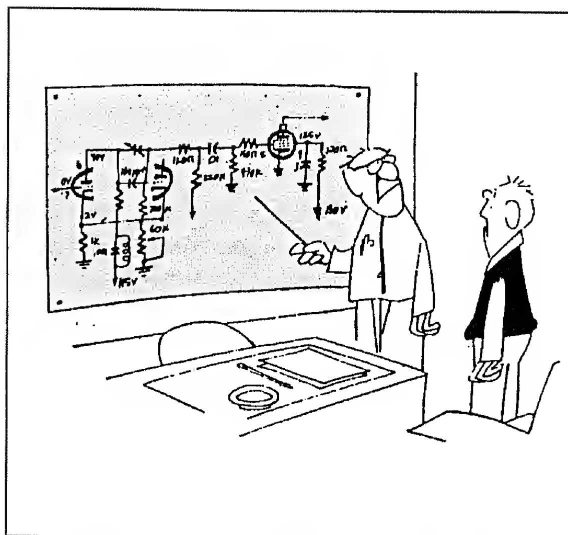


1895 = ROENTGEN scoprì i raggi X
1896 = MARCONI inventò il telegrafo senza fili
1897 = Prima trasmissione telegrafica attraverso la Manica
1897 = BRAUN KARL inventò il tubo a raggi catodici
1899 = RUTHERFORF & WILLARD scoprirono i raggi alfa-beta-gamma
1902 = COOPER presentò il raddrizzatore a vapori di mercurio
1904 = FLEMING inventò il primo diodo termoionico
1905 = Esperimenti di rivelazione dei segnali radio con diodi a cristallo
1907 = FOREST inventò il primo triodo termoionico
1912 = Appaiono i primi ricevitori a valvola a reazione
1913 = Prima trasmissione senza fili con l'America
1913 = MEISSNER presentò i primi circuiti a reazione con le valvole
1914 = In USA venne costituita l'A.R.R.L (American Radio Relay League)
1914 = Inizio delle trasmissioni radio da parte di RADIOAMATORI
1915 = Invenzione del tetrodo termoionico da parte di SCHOTTKY
1917 = LEVY (austriaco) inventò i ricevitori supereterodina
1921 = Prima trasmissione transatlantica da parte di RADIOAMATORI
1923 = Anno d'inizio delle trasmissioni radio sulle Onde Medie e Lunghe
1924 = Entra in funzione a Roma la prima emittente radiofonica
1925 = Entrano in funzione le emittenti radiofoniche di Milano e Napoli
1926 = Invenzione del primo diodo raddrizzatore ad ossido di rame
1927 = Viene costituita l'E.I.A.R (Ente Italiano Audizioni Radiofoniche)
1927 = Viene costituita l'A.R.I (Associazione Radiotecnica Italiana)
1930 = ASTIN & CURTISS progettarono le prime radiosonde
1932 = BRAUN WERNHER costruì in Germania il primo missile
1934 = JOLIOT & CURIE scoprirono la radioattività
1934 = In Germania KUHNOLD iniziò i primi esperimenti sul Radar
1935 = Anno in cui presero inizio in U.S.A le prime prove TELEVISIVE
1941 = Anno in cui fu presentato il primo COMPUTER a valvole
1941 = Anno in cui fu scoperto il principio fisico dei transistor
1945 = Anno d'inizio degli esperimenti sui transistor alla BELL TELEPHONE
1947 = Studi sulle giunzioni PN-NP da parte di WELKER
1948 = Apparizione sul mercato dei primi transistor al germanio
1949 = EINSTEIN presentò la sua teoria spazio/tempo
1949 = Invenzione del Transistor a giunzione da parte di SCHOCKLEY
1949 = NUOVA ELETTRONICA iniziò a pubblicare progetti radio su riviste
1955 = NUOVA ELETTRONICA progetta il 1° kit di supereterodina a transistor
1956 = Compaiono sul mercato i primi circuiti integrati
1957 = I russi lanciano nello spazio SPUTNIK I° e SPUTNIK II°
1958 = Gli americani lanciano nello spazio ESPLORER I° e VANGUARD I°
1960 = Viene lanciato nello spazio PIONEER V° per prove di trasmissione
1961 = Viene lanciato nello spazio il satellite OSCAR I° per radioamatori
1962 = In USA viene lanciato il 1° satellite per TV e telecomunicazioni
1963 = Presentazioni in Europa del sistema televisivo a colori PAL
1963 = Appare in commercio il primo transistor a FET
1968 = Viene lanciato il satellite TV ASTRA per il servizio Europeo
1969 = NEAL ARMSTRONG mette piede sulla LUNA
1969 = NUOVA ELETTRONICA appare in edicola con i suoi progetti in Kit
1971 = HOFF realizzò il primo microprocessore per computer
1978 = Arriva in Europa il primo personal computer
1979 = Appaiono i primi compact-disk





# LEGGE di OHM



Anche se la maggior parte di noi conosce e sa correttamente usare la **"Legge di Ohm"**, non dobbiamo dimenticare che ci sono molti giovani alle prime armi che pur conoscendo l'esistenza di questa legge non sanno utilizzarla nella pratica in modo da ricavarne il maggior vantaggio possibile.

Le formule che riportiamo, complete di esempi, potranno servire inoltre come promemoria per risolvere tutti quei piccoli problemi che si presentano giornalmente in campo elettronico.

### Volt conoscendo Amper e Ohm

**Volt = Ohm x Amper**
**Volt = (Ohm x milliAmper) : 1.000**
**Volt = Kiloohm x milliAmper**

### Volt conoscendo Watt e Ohm

**Volt** = $\sqrt{\text{Watt x Ohm}}$
**Volt** = $\sqrt{\text{(milliWatt x Ohm)}}$ **: 31,622**
**Volt** = $\sqrt{\text{milliWatt x Kiloohm}}$
**mV** = $\sqrt{\text{milliWatt x Ohm}}$ **x 31,622**

### Volt conoscendo Watt e Amper

**Volt = Watt : Amper**
**Volt = (Watt : milliAmper) x 1.000**
**Volt = (milliWatt : Amper) : 1.000**
**Volt = milliWatt : milliAmper**

### Amper conoscendo Volt e Ohm

**Amper = Volt : Ohm**
**Amper = (Volt : Kiloohm) : 1.000**
**Amper = (milliVolt : Ohm) : 1.000**
**milliAmper = (Volt : Ohm) x 1.000**

### Amper conoscendo Watt e Ohm

**Amper** = $\sqrt{\text{Watt : Ohm}}$
**Amper** = $\sqrt{\text{(Watt : Kiloohm)}}$ **: 31,622**
**Amper** = $\sqrt{\text{(milliWatt : Ohm )}}$ **: 31,622**
**milliAmper** = $\sqrt{\text{(Watt : Ohm)}}$ **x 1.000**

### Amper conoscendo Watt e Volt

**Amper = Watt : Volt**
**Amper = milliWatt : milliVolt**
**Amper = (milliW : Volt) : 1.000**
**milliAmper = (Watt : Volt) x 1.000**

### Ohm conoscendo Volt e Amper

**Ohm = Volt : Amper**
**Ohm = (Volt : milliAmper) x 1.000**

### Ohm conoscendo Volt e Watt

**Ohm = (Volt x Volt) : Watt**

### Ohm conoscendo Amper e Watt

**Ohm = Watt : (Amper x Amper)**
**Ohm = [Watt : (mA x mA)] x 1.000.000**
**Ohm = (mW : 1.000) : (Amper x Amper)**

### Watt conoscendo Volt e Amper

**Watt = Volt x Amper**
**Watt = (milliVolt x Amper) : 1.000**
**Watt = (Volt x milliAmper) : 1.000**

### Watt conoscendo Amper e Ohm

**Watt = Amper x Amper x Ohm**
**Watt = Amper x Amper x Kiloohm x 1.000**

### Watt conoscendo Volt e Ohm

**Watt = (Volt x Volt) : Ohm**
**Watt = (Volt x Volt) : (Kiloohm x 1.000)**

**Formule che utilizzano i milliVolt**

Amper = (milliVolt : Ohm) : 1.000
Ohm = (milliVolt : Amper) : 1.000
Watt = (milliVolt x Amper) : 1.000

**Formule che utilizzano i milliWatt**

Volt = $\sqrt{\text{milliWatt x Ohm}}$ : 31,622
Amper = (milliWatt : Volt) : 1.000
Ohm = (milliWatt : 1.000) : (Amper x Amper)

**Formule che utilizzano i milliAmper**

Volt = (Ohm x milliAmper) : 1.000
Watt = (Volt x milliAmper ) : 1.000
Ohm = (Volt : milliAmper) x 1.000

**Formule che utilizzano i Kiloohm**

Volt = Kiloohm x Amper x 1.000
Amper = (Volt : Kiloohm) : 1.000
Watt = Kiloohm x Amper x Amper x 1.000

## ESEMPI

**1 = Calcolare** la caduta di tensione ai capi di una resistenza da **2.200 ohm** attraverso la quale scorre una corrente di **10 milliAmper** (vedi fig. 1).

**Volt = (milliAmper x ohm) : 1.000**
**(10 x 2.200) : 1.000 = 22 Volt**

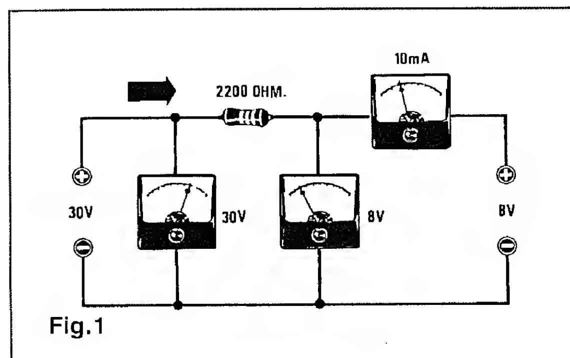


Fig.1

**2 = Calcolare** un partitore resistivo in grado di fornire ai capi della resistenza **R2** una tensione di **9 volt**, conoscendo il valore della resistenza **R1** che è di **4.700 ohm** e della tensione applicata ai suoi capi che è di **30 volt** (vedi fig.2).

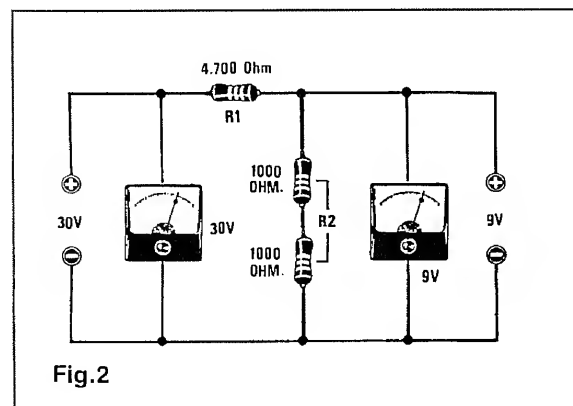


Fig.2

Per calcolare il valore ohmico della resistenza **R2** da applicare in serie alla resistenza **R1** per poter ottenere in uscita una tensione di **9 volt** potremo usare questa formula:

**R2 = R1 : (Vcc - Volt uscita) x Volt uscita**

**Vcc** = Volt applicati sul partitore **R1 + R2**
**Volt uscita** = Volt prelevati ai capi di **R2**

Come prima operazione sottrarremo ai **volt totali** la tensione che desideriamo ottenere in **uscita**:

**30 - 9 = 21 volt di differenza**

dopodiché calcoleremo il valore della **R2**:

**(4.700 : 21) x 9 = 2.014 ohm**

Questo valore lo potremo ottenere collegando in **serie** due resistenze da **1.000 ohm.**

Per conoscere quale tensione risulterà presente ai capi della resistenza **R2** in un qualsiasi partitore resistivo potremo usare questa formula:

**Volt ai capi di R2 = Vcc : (R1 + R2) x R2**

**3 = Calcolare** il valore della resistenza da applicare in serie ad un **diodo led** per poterlo alimentare con una tensione di **12 volt** (vedi fig. 3).

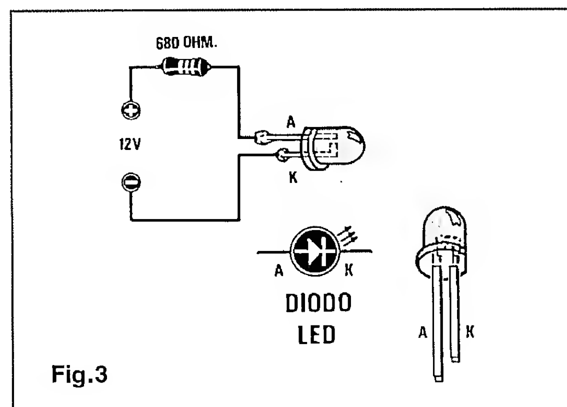


Fig.3

Per ottenere una discreta luminosità conviene far scorrere nel diodo **led** una corrente di circa **15-20 milliAmper**. Prendendo come valore ottimale una corrente di **15 mA**, potremo calcolare il valore della resistenza con la formula :

**Ohm = (Volt : milliAmper) x 1.000**

Di conseguenza il valore di tale resistenza sarà pari a:

**(10,5 : 15) x 1.000 = 700 ohm**

In pratica si userà una resistenza di valore standard più prossimo cioè **680 ohm.**
Per rendere il led più **luminoso** potremo usare anche una resistenza di valore minore.

**4 = Calcolare** la caduta di tensione su un filo di rame che presenta una resistenza di **0,07 ohm**, quando in esso scorre una corrente di **20 Amper** (vedi fig.4).
È sufficiente in questo caso usare la formula:

**Volt = Amper x Ohm**
**20 x 0,07 = 1,4 Volt**

Come potrete notare anche con una così bassa resistenza ohmica si ottiene una caduta di tensione di circa **1,4 volt** quindi, nei casi in cui attraverso i cavi da alimentazione passino elevate **correnti**, ricordatevi sempre di utilizzare fili di diametro elevato per ridurre al minimo queste cadute di tensione.

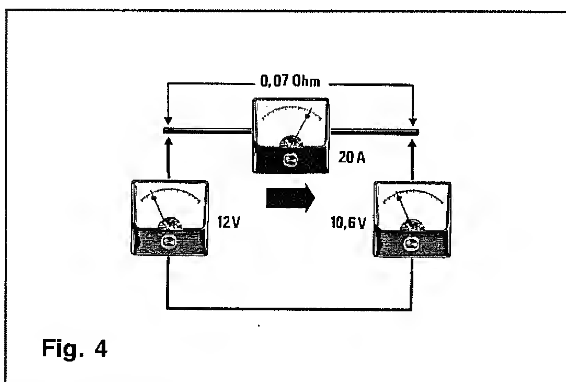


**Fig. 4**

**5 = Calcolare** la potenza che una resistenza a filo da **0,33 ohm** deve essere in grado di assorbire, nel caso in cui in essa scorra una corrente pari a **1,5 Amper** (vedi fig.5).
In questo caso possiamo usare la formula:

**Watt = Amper x Amper x Ohm**
**1,5 x 1,5 x 0,33 = 0,74 Watt**

In pratica bisognerà usare una resistenza di potenza nominale subito superiore al valore calcolato cioè **1 Watt.**

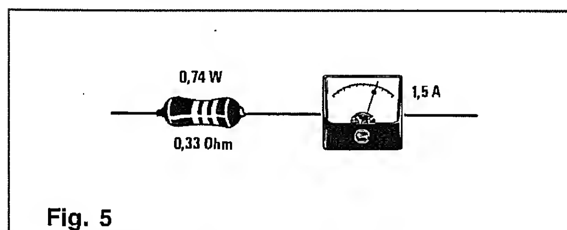


**Fig. 5**

**6 = Calcolare** la potenza di **picco** che potrà fornire uno stadio finale di BF alimentato con una tensione di **12 Volt** oppure di **20 Volt** e provvisto di un altoparlante da **4 ohm** (vedi fig.6).
Con una tensione di alimentazione di **12 Volt** la tensione di **picco** all'uscita dell'amplificatore potrà raggiungere un massimo di **6 Volt**, mentre con una tensione di alimentazione di **20 Volt** la tensione di **picco** potrà raggiungere un massimo di **10 Volt.**

**Nota** = Attenzione a non confondere i **Volt di picco** con i **Volt picco/picco**.

Conoscendo l'impedenza ohmica dell'altoparlante collegato all'amplificatore, potremo calcolare i **Watt di picco** utilizzando questa formula:

**Watt = ( Volt x Volt ) : Ohm**

quindi avremo:

**(6 x 6) : 4 = 9 Watt di picco**
**(10 x 10) : 4 = 25 Watt di picco**

Se volessimo conoscere la potenza efficace dovremmo dividere i **Watt di picco** per **2:**

**9 : 2 = 4,5 Watt efficaci**
**25 : 2 = 12,5 Watt efficaci**

Molte Case costruttrici di amplificatori Hi-Fi traggono in errore gli acquirenti perchè non indicano se la potenza dichiarata è di **picco** o **efficace.** Un acquirente ignaro potrebbe supporre che il primo amplificatore eroghi una potenza **doppia** a quella reale.

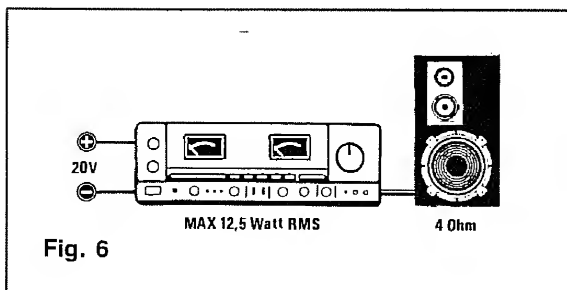


**Fig. 6**

**7 = Calcolare** quanti **Amper** assorbe una lampadina da **50 Watt**, alimentata con una tensione continua di **12 Volt** (vedi fig.7).

**Amper = Watt : Volt**
**50 : 12 = 4,16 Amper**

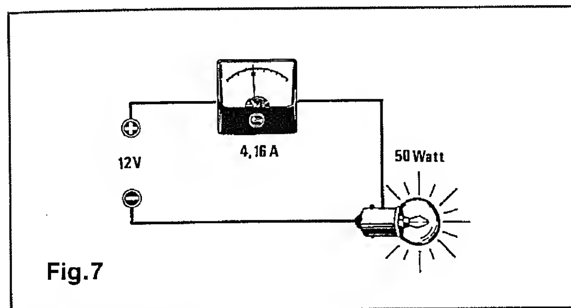


Fig.7

**8 = Calcolare** il valore della resistenza da mettere in **serie** ad uno strumento da **100 microAmper** fondo scala, per trasformarlo in un **voltmetro** da **50 Volt** fondo scala (vedi fig.8).

= La prima operazione da eseguire sarà quella di convertire i microAmper in **milliAmper** dividendoli per **1.000:**

**100 : 1.000 = 0,1 milliAmper**

= La seconda operazione da eseguire sarà quella di ricavare il valore degli **ohm** utilizzando la formula :

**Ohm = ( Volt : milliAmper ) x 1.000**

pertanto avremo :

**( 50 : 0,1 ) x 1.000 = 500.000 ohm**

= Poichè nel calcolo non si è tenuto conto della **resistenza interna** dello strumento, il valore della resistenza risulterà leggermente minore di **500.000 ohm**. Per correggere questo **errore** conviene utilizzare una resistenza da **470.000 ohm** con in serie un trimmer da **47.000 ohm**, che tareremo in modo che alimentando il voltmetro con una tensione di **50 volt esatti** l'ago dello strumento si trovi a fondo scala.

**9 = Calcolare** il valore della resistenza che occorre mettere in **parallelo** ad uno strumento da **1 milliAmper**, per trasformarlo in un **amperometro** in grado di leggere **500 milliAmper** fondo scala (vedi fig.9).

Per poter calcolare il valore di questa resistenza si deve necessariamente conoscere il valore della **resistenza interna** dello strumento, seguendo questo procedimento:

= collegate in serie allo strumento una resistenza da **2.200 ohm** e misurate il valore degli ohm con un tester (preferibilmente digitale).

= poi sottraete al valore appena letto sul tester i **2.200 ohm** della resistenza collegata in serie ed otterrete il valore della resistenza **interna** dello strumento. Questa resistenza da **2.200 ohm** è infatti stata utilizzata al solo scopo di evitare uno spostamento violento dell'ago a fondo scala che potrebbe danneggiare lo strumento.

Disponendo di uno strumento da **1 milliAmper** con una resistenza **interna** di **100 ohm**, dovremo calcolare quale tensione dovrà esserci ai capi dello strumento per ottenere una corrente di **1 milliAmper** usando la formula:

**Volt = (Ohm x milliAmper) : 1.000**
**(100 x 1) : 1000 = 0,1 volt**

Ora dovremo calcolare il valore della resistenza da applicare in **parallelo** allo strumento in modo da ottenere ai suoi capi una tensione di **0,1 Volt** quando in essa scorreranno **499 milliAmper**, **(500 mA - 1 mA)** utilizzando la formula:

**Ohm = (Volt : milliamper) x 1.000**
**(0,1 : 499) x 1000 = 0,2 ohm**

Per ottenere questo valore dovremo utilizzare due resistenze da **0,1 ohm** collegate in serie.

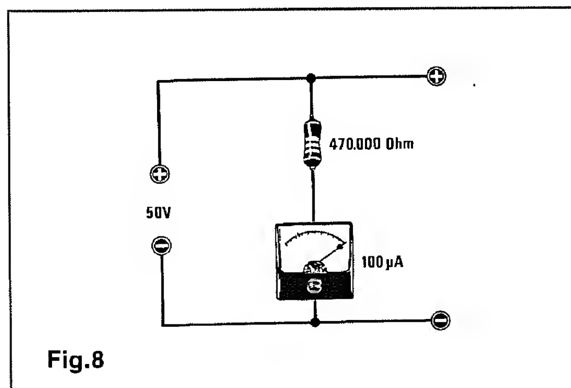


Fig.8

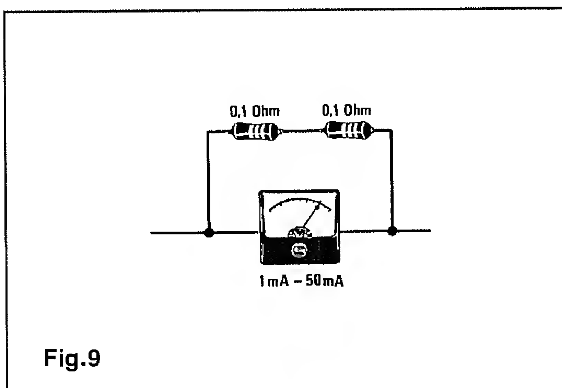


Fig.9

TABELLA N.1

| Colore | 1° fascia | 2° fascia | 3° fascia |
|---|---|---|---|
| Nero | 0 | 0 | = |
| Marrone | 1 | 1 | 0 |
| Rosso | 2 | 2 | 00 |
| Arancio | 3 | 3 | 000 |
| Giallo | 4 | 4 | 0.000 |
| Verde | 5 | 5 | 00.000 |
| Blu | 6 | 6 | 000.000 |
| Viola | 7 | = | = |
| Grigio | 8 | = | = |
| Bianco | 9 | = | = |
| Oro | = | = | divide x 10 |
| Argento | = | = | divide x 100 |

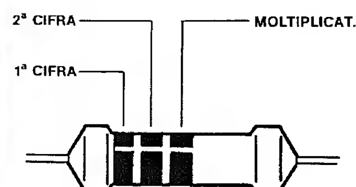



**Fig.1 Codice da utilizzare per le resistenze con 3 fasce di colore.**

# DECIFRARE il valore delle RESISTENZE

In questa tabella sono inclusi i colori ORO e ARGENTO che fino ad ora non avevamo preso in considerazione.

Se in una resistenza troverete in corrispondenza della terza fascia il colore **oro** dovrete **dividere x 10** il numero ricavato con le prime due fasce, quindi questo colore si usa soltanto per valori ohmici compresi tra **1** e **8,2 ohm**.

**Esempio** = Se sul corpo di una resistenza troviamo i seguenti colori :

**Marrone 1 Nero 0 Nero =**

il suo valore sarà pari a :

**10 ohm.**

Se invece troviamo :

**Marrone 1 Nero 0 Oro :10**

il suo valore sarà pari a :

**10 : 10 = 1 ohm.**

**Esempio** = Se sul corpo di una resistenza troveremo questi tre colori :

**Grigio 8 Rosso 2 Oro :10**

il suo valore sarà di:

**82 : 10 = 8,2 ohm.**

Se in una resistenza troverete in corrispondenza della terza fascia il colore **argento**, dovrete **dividere x 100** il numero ricavato con le prime due fasce, quindi questo colore si usa soltanto sulle resistenze da **0,1 - 0,12 - 0,15 - 0,18 - 0,22 - 0,27 - 0,33 - 0,39 - 0,47 - 0,56 - 0,68 - 0,82 ohm.**

**Esempio** = Se sul corpo di una resistenza troviamo :

**Marrone 1 Nero 0 Argento :100**

leggeremo :

**10 ohm : 100 = 0,1 ohm.**

## VALORI STANDARD

Ad un principiante si può presentare un secondo problema, cioè come stabilire da quale lato iniziare a leggere queste fasce di colore.

Per risolvere questo problema sarà sufficiente ricordare che i primi **due numeri** di tutte le resistenze **standard** possono avere soltanto questi valori:

**10 = MARRONE NERO**
**12 = MARRONE ROSSO**
**15 = MARRONE VERDE**
**18 = MARRONE GRIGIO**
**22 = ROSSO ROSSO**
**27 = ROSSO VIOLA**
**33 = ARANCIO ARANCIO**
**39 = ARANCIO BIANCO**
**47 = GIALLO VIOLA**
**56 = VERDE BLU**
**68 = BLU GRIGIO**
**82 = GRIGIO ROSSO**

Se si riscontrano dei numeri diversi significa che si sta leggendo la resistenza a rovescio.

Le fasce in **colore** presenti sul corpo di ogni resistenza rappresentano un **codice** che ci permette di determinare con estrema facilità il loro valore **ohmico**.

Ricordare a quali numeri corrispondono **i** vari colori può comportare qualche difficoltà.

Un sistema molto semplice per rammentare il **numero** da assegnare ad ogni **colore** è quello di suddividerli in **colori caldi** e in **colori freddi**.

| COLORI | VALORE | TONALITÀ |
|---|---|---|
| NERO | 0 | |
| MARRONE | 1 | |
| ROSSO | 2 | CALDA |
| ARANCIO | 3 | |
| GIALLO | 4 | |
| VERDE | 5 | |
| BLU | 6 | |
| VIOLA | 7 | FREDDA |
| GRIGIO | 8 | |
| BIANCO | 9 | |

Partendo dal più colore più **caldo**, cioè il **nero = 0**, proseguiremo con il colore meno **caldo**, il **marrone = 1**, a cui seguirà il **rosso = 2** e poi l'**arancio = 3**, per giungere al **giallo = 4**.

A questo punto entreremo nella categoria dei colori **freddi** che inizia con il **verde = 5**, poi si passerà al **blu = 6** e così via fino al colore più freddo, il **bianco = 9**.

## TRE FASCE DI COLORE

Assegnato un **numero** a questi colori, i **principianti** cominceranno a chiedersi come si possano comporre con solo tre **fasce di colore** numeri quali **1.200 - 150.000 - 1.000.000 ohm**.

Per comprendere come si possano ottenere questi valori dovrete ricordarvi che :

= le **prime due** fasce vengono utilizzate per definire i primi due numeri significativi,

= la **terza** fascia viene utilizzata per sapere quanti **zeri** aggiungere, prendendo sempre come riferimento il suo **colore** (vedi fig.1).

Pertanto se l'ultima fascia è **ROSSA**, colore che corrisponde al numero **2**, bisognerà aggiungere **due ZERI**, se invece sarà **GIALLA**, colore che corrisponde al numero **4**, bisognerà aggiungere **quattro ZERI**.

Nella **Tabella N.1** riportiamo i NUMERI e gli ZERI da assegnare ad ogni **fascia** di colore.

Ai due **primi** numeri standard segue il moltiplicatore che è composto da tanti **zeri** quanti quelli indicati dal corrispondente **colore**. Pertanto il colore **nero** equivale a **0**, il colore **rosso** equivale a **00**, il colore **arancio** equivale a **000**, ecc.

## QUATTRO FASCE DI COLORE

Soltanto le resistenze più economiche, cioè con una **tolleranza del 20%**, hanno **tre fasce** di colore.

Quelle più precise hanno sempre una **quarta** fascia in colore **argento** o **oro**, che indica il valore della loro **tolleranza** :

**ARGENTO tolleranza +/- 10%**
**ORO tolleranza +/- 5%**

Poichè questi colori sono sempre presenti nell'ultima fascia (vedi fig.2), è ovvio che per leggere il valore di una resistenza s'inizierà sempre dal lato opposto all'oro e all'argento.

**Esempio** = Una resistenza da **10 ohm** con una tolleranza del **10%** presenterà questi colori :

**Marrone 1 Nero 0 Nero = Argento 10%**

Una resistenza minore di 10 ohm e con una tolleranza del **5%** sarà contraddistinta da **due fasce** in colore oro, la prima delle quali servirà per **dividere il valore per 10** e la seconda per indicare la **tolleranza**.

**Esempio** = Una resistenza da **1 ohm** con una tolleranza del **5%** presenterà questi colori :

**Marrone 1 Nero 0 Oro :10 Oro 5%**

**Esempio** = Se la resistenza fosse da **0,1 ohm** con tolleranza al **10%**, sul suo corpo sarebbero presenti due fasce in colore **argento** come qui sotto riportato :

**Marrone 1 Nero 0 Argento :100 Argento 10%**

Dobbiamo far presente che valori ohmici così bassi vengono usati assai raramente.

## CINQUE O SEI FASCE DI COLORE

Passando dalle comuni resistenze a quelle di "precisione" a **strato metallico** che non hanno valori **standard**, la lettura si complica leggermente, perchè sul loro corpo vi sono **5** (vedi fig.3) ed in certi casi anche **6 fasce di colore**.

La presenza di questo maggior numero di fasce è dovuta al fatto che tali resistenze, che vengono utilizzate prevalentemente in strumenti di misura, sono caratterizzate da valori alquanto strani, come **9,9 - 101 - 576 - 10.000 - 90.900 - 3.010 ohm** ecc.

Per queste resistenze le **prime tre** fasce in colore stanno ad indicare le prime tre cifre significative, la **quarta fascia** il numero di **zeri** da aggiungere, la **quinta fascia** la tolleranza e la **sesta fascia**, che appare raramente, il **coefficiente di temperatura**, come visibile nella **Tabella N. 3**.

**Nota** = 200 ppm o 50 ppm di **coefficiente di temperatura** significa che per ogni grado centigrado di variazione della temperatura, il valore ohmico varia di 200 parti o 50 parti su **1 milione**.

Poichè la lettura di queste resistenze è un pò più complessa, vi diciamo che se sul corpo sono presenti **5 fasce**, l'ultimo colore potrà essere soltanto **Verde - Rosso - Marrone**; infatti queste sono le tre uniche **tolleranze** presenti in tale resistenza.

Se invece troviamo **6 fasce** l'ultimo colore potrà essere soltanto **Nero - Marrone - Rosso** e raramente Giallo - Arancio - Blu.

Per le resistenze da **101 - 1.010 - 101.000 ohm** la prima fascia in colore sarà sempre **Marrone** e mai **Verde** o **Rossa**.

**TABELLA N.2**

| Colore | 1° fascia | 2° fascia | 3° fascia | 4° fascia |
|---|---|---|---|---|
| Nero | = | 0 | = | = |
| Marrone | 1 | 1 | 0 | = |
| Rosso | 2 | 2 | 00 | = |
| Arancio | 3 | 3 | 000 | = |
| Giallo | 4 | 4 | 0.000 | = |
| Verde | 5 | 5 | 00.000 | = |
| Blu | 6 | 6 | 000.000 | = |
| Viola | 7 | = | = | = |
| Grigio | 8 | = | = | = |
| Bianco | 9 | = | = | = |
| Oro | = | = | divide x 10 | 5% |
| Argento | = | = | divide x 100 | 10% |

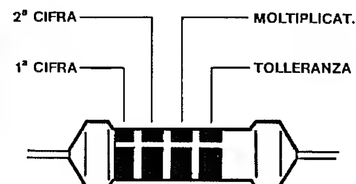



**Fig.2 Codice da utilizzare per le resistenze con 4 fasce di colore.**

TABELLA N.3

| Colore | 1° fascia | 2° fascia | 3° fascia | 4° fascia | 5° fascia | 6° fascia |
|---|---|---|---|---|---|---|
| Nero | = | 0 | 0 | = | = | 200 ppm |
| Marrone | 1 | 1 | 1 | 0 | 1% | 100 ppm |
| Rosso | 2 | 2 | 2 | 00 | 2% | 50 ppm |
| Arancio | 3 | 3 | 3 | 000 | = | 15 ppm |
| Giallo | 4 | 4 | 4 | 0.000 | = | 25 ppm |
| Verde | 5 | 5 | 5 | 00.000 | 0,5% | = |
| Blu | 6 | 6 | 6 | 000.000 | = | 10 ppm |
| Viola | 7 | 7 | 7 | = | = | = |
| Grigio | 8 | 8 | 8 | = | = | = |
| Bianco | 9 | 9 | 9 | = | = | = |
| Oro | = | = | = | dividex10 | = | = |
| Argento | = | = | = | dividex100 | = | = |

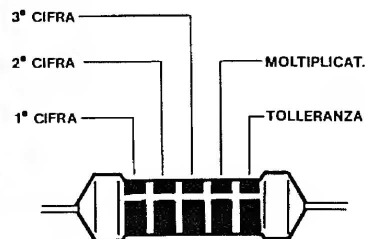



**Fig.3 Codice da utilizzare per le resistenze con 5 fasce di colore.**

Solo nel caso delle resistenze con una **tolleranza dell'1%** potrebbe presentarsi un problema, in quanto l'ultima fascia è di colore **Marrone**.

In questo caso basterà leggere la resistenza da entrambi i lati e verificare quali valori si ottengono.

**Esempio** = Ammettiamo di avere una resistenza da **10.600 ohm 1%** che presenti queste fasce in colore :

**Marrone 1 Nero 0 Blu 6 Rosso 00 Marrone 1%**

Leggendola dal lato sbagliato, cioè dalla **tolleranza**, otterremo **126 ohm 1%**, dunque un valore alquanto strano, mentre leggendola dal lato giusto otterremo un valore di **10.600 ohm**, che risulta più corretto.

In caso di dubbio sarà sufficiente verificare con un ohmetro se il suo valore è più prossimo a **126 ohm** oppure a **10.600 ohm**.

Se la resistenza acquistata è da **90.900 ohm**, è ovvio che dovrà necessariamente iniziare con una prima fascia di colore **Bianco** e mai di colore **Verde - Rosso - Marrone**.

Quando vi sono **6 fasce** in colore l'ultima sarà sempre **Nero - Marrone - Rosso**, preceduta dalla quinta fascia della tolleranza che potrà essere soltanto **Verde - Marrone**.

Poichè di norma si usano sempre tolleranze dello **0,5%** oppure dell'**1%**, il colore **Rosso** si potrà tranquillamente **non considerare**.

## RESISTENZE A FILO

Sebbene per queste resistenze il valore in ohm venga indicato con un **numero**, è facile incorrere in errori di decifrazione poichè non tutte le Industrie seguono una regola ben precisa.

Quando sul corpo di tali resistenze troviamo scritto **0.12 - 0.1 - 4.7 - 10 ohm** non vi è alcun problema per decifrarle, ma quando troviamo stampigliato **R01 - R1 - R10 - R15 - 10R -1R0 - 4R7 - 10R** le cose si complicano e si cominciano a commettere degli **errori** di lettura, perchè nessuno ha mai spiegato il significato della lettera **R**.

Per decifrare questi valori basterà ricordare che se la lettera **R** si trova all'inizio del numero, sostituisce il numero **0**, (zero virgola), mentre se è inserita tra due numeri va considerata sempre come una semplice **virgola**.

**Esempio** = Se sopra due resistenze troviamo stampigliato **R1** e **R10**, sapendo che la lettera **R** equivale a **0**, otterremo :

**0,1 e 0,10 ohm**

pertanto queste resistenze anche se siglate in modo diverso sono entrambe da **0,1 ohm**.

**Esempio** = Se troviamo stampigliato su una resistenza **4R7**, quale sarà il suo esatto valore?

Sapendo che la **R** posta tra due numeri equivale ad una **virgola**, dovremo leggere **4,7 ohm**.

**Esempio** = Se troviamo stampigliato **R01**, la resistenza avrà un valore ohmico pari a **0,01 ohm**.

## RESISTENZE IN PARALLELO

La seguente formula ci permette di conoscere il valore ohmico che si ottiene collegando due resistenze in **parallelo** (vedi fig.4):

**Ohm = (R1 x R2) : (R1 + R2)**

**Esempio** = Se ad una resistenza da **1.200 ohm** applichiamo in parallelo una resistenza da **560 ohm** otterremo un valore pari a:

**(1.200 x 560) : (1.200 + 560) = 381,81 ohm**

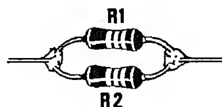



**Fig.4 Applicando in parallelo due resistenze di diverso valore ohmico si otterrà un valore pari a:**

**Ohm = ( R1 x R2 ) : ( R1 + R2 )**




**Fig.5 Applicando in serie due resistenze di diverso valore ohmico si otterrà un valore pari a:**

**Ohm = R1 + R2**

Per poter calcolare la resistenza che dovremo applicare in parallelo ad una resistenza **conosciuta** per ottenere un valore precedentemente stabilito, potremo utilizzare la formula:

**R2 = (R1 x RX) : (R1 - RX)**

dove:

**R2** = è la resistenza da applicare in parallelo a R1
**R1** = è la resistenza di valore noto
**RX** = è il valore che vogliamo ottenere

**Nota** = Se il valore di RX è minore di R1, dovremo fare RX-R1

**Esempio** = Abbiamo una resistenza **R1** da **560 ohm** e vorremmo conoscere quale valore di **R2** applicargli in parallelo per ottenere un valore ohmico **RX** di **500 ohm**:

**(560 x 500) : (560 - 500) = 4.666 ohm**

Poichè il valore **standard** più prossimo a **4.666** è **4.700 ohm** potremo controllare quale valore otterremo usando questo valore standard:

**(560 x 4.700) : (560 + 4.700) = 500,38 ohm**

Per ottenere un valore di **500 ohm** sarà sufficiente collegare in parallelo due resistenze da **1.000 ohm.**

## WATT dissipazione di un PARALLELO

Applicando in **parallelo** due resistenze di identico valore si **dimezza** il loro valore ohmico, ma si **raddoppia** la potenza.
Pertanto se applichiamo in parallelo due resistenze da **1.000 ohm 1/2 watt**, otterremmo in pratica un valore totale di **500 ohm 1 watt.**
Applicando in parallelo due resistenze di valore notevolmente diverso, ad esempio **560 ohm 1/2 watt** e **4.700 ohm 1 watt**, dobbiamo considerare come valida la potenza della resistenza di valore ohmico **minore**, cioè **1/2 watt.**

## RESISTENZE IN SERIE

Per poter conoscere il valore ohmico che si ottiene applicando due resistenza in **serie** (vedi fig.5), si potrà utilizzare la seguente formula:

**Ohm = R1 + R2**

**Esempio** = Se applichiamo in serie una resistenza da **470 ohm** con una da **220 ohm** otterremo un valore di:

**470 + 220 = 690 ohm**

Applicando in serie tre resistenze, una da **10.000 ohm** una da **220 ohm** ed una da **33 ohm**, si otterrà un valore ohmico pari alla **somma** delle tre resistenze:

**10.000 + 220 + 33 = 10.253 ohm**

Tenete sempre presente che le resistenze hanno una tolleranza del **10%** quindi tra calcolo teorico e risultato pratico esisterà sempre una lieve differenza.

## WATT dissipazione di una SERIE

Applicando in **serie** due resistenze di identico valore si **raddoppia** la potenza.
Pertanto se applichiamo in serie due resistenze da **1.000 ohm 1/2 watt** otterremo in pratica un valore totale di **2.000 ohm 1 watt.**
Applicando in serie tre resistenze da **1.000 ohm 1/2 watt** otterremo un valore totale di **3.000 ohm 1,5 watt.**
Applicando in serie due resistenze di valore notevolmente diverso, ad esempio **560 ohm 1/2 watt** e **1.000 ohm 1 watt**, dobbiamo considerare come valida la potenza della resistenza di valore ohmico **minore**, cioè **1/2 watt.**

## VOLT ai capi di un RESISTENZA

Per conoscere la differenza di tensione esistente ai capi di una resistenza percorsa da una **corrente** potremo usare queste due formule:

**Volt = Ohm x Amper**
**Volt = (Ohm x milliAmper) : 1.000**

**Esempio** = Vorremmo conoscere la tensione che risulterà presente sulla resistenza da **1,2 ohm** posta sull'Emettitore di un transistor (vedi fig.6), quando questo assorbirà una corrente di **100 milliAmper**:

**(1,2 x 100) : 1.000 = 0,12 volt**

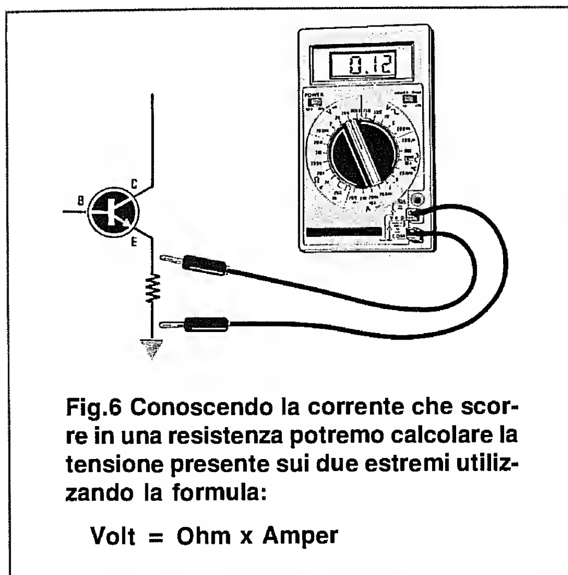



**Fig.6 Conoscendo la corrente che scorre in una resistenza potremo calcolare la tensione presente sui due estremi utilizzando la formula:**

**Volt = Ohm x Amper**

## RESISTENZA per ridurre una TENSIONE

Per conoscere il valore ohmico da utilizzare per ottenere una determinata caduta di tensione potremo utilizzare la formula:

**Ohm = [(Vcc - Vu) : mA] x 1.000**

**Nota** = **Vcc** è la tensione di alimentazione
**Vu** è la tensione in uscita

**Esempio** = Abbiamo una tensione di **30 volt** con la quale vorremmo alimentare un circuito che richiede una tensione di **9 volt** e vorremmo conoscere il valore della resistenza che dobbiamo utilizzare.

Per poter calcolare il valore di questa resistenza occorre sapere quanto assorbe il circuito da alimentare. Ammesso che questo assorba **14 milliAmper** potremo calcolare il valore della resistenza di caduta:

**[(30 - 9) : 14] x 1.000 = 1.500 ohm**

## RESISTENZA sui DIODI LED

Per accendere un **diodo led** è necessario applicare in serie alla tensione di alimentazione una resistenza che limiti la corrente di assorbimento, così da impedire che il led si **bruci**.

Per ottenere una **discreta** luminosità dovremo far scorrere nel **led** una corrente di circa **15-16 mA.**

Prendendo come valore ottimale **15 milliAmper,** per calcolare il valore ohmico della resistenza da collegare in serie potremo usare questa semplice formula:

**Ohm = ( Vcc - 1,5 ) : 0,015**

**Nota** = il numero **0,015** corrisponde agli Amper che scorrono nel diodo led ed equivale in pratica a **15 milliAmper**, infatti **15 : 1.000 = 0,015 Amper.**

Se vogliamo ottenere una **maggiore** luminosità, potremo modificare la formula come segue:

**Ohm = ( Vcc - 1,5 ) : 0,020**

**Esempio** = Vogliamo alimentare un diodo led con una tensione prelevata da una pila da **4,5 volt,** quindi vorremmo calcolare il valore ohmico che dobbiamo applicare in serie al diodo.

Inizialmente potremo calcolare questo valore ohmico con la prima formula:

**Ohm = ( Vcc - 1,5 ) : 0,015**

sapendo che la **Vcc** è di **4,5 volt**, dovremo utilizzare una resistenza da:

**( 4,5 - 1,5 ) : 0,015 = 200 ohm**

Non essendo questo un valore standard, potremo tranquillamente utilizzare **180 ohm.**

Volendo ottenere dal diodo led una **maggiore** luminosità, potremo utilizzare la seconda formula, che divide il risultato per **0,020** anziché per **0,015**, quindi avremo:

**(4,5 - 1,5) : 0,020 = 150 ohm**

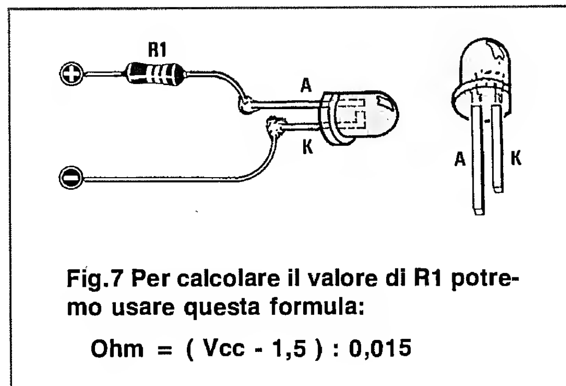



**Fig.7 Per calcolare il valore di R1 potremo usare questa formula:**

**Ohm = ( Vcc - 1,5 ) : 0,015**

## TABELLA N.4 CORRENTE MASSIMA in AMPER in rapporto Ohm/Watt

| Ohm | 1/4 W | 1/2 W | 1 Watt | 2 Watt | 3 Watt | 5 Watt | 7 Watt | 10 Watt | 12 Watt | 15 Watt |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| 0,01 | 5,00 | 7,07 | 10,00 | 14,14 | 17,32 | 22,36 | 26,46 | 31,62 | 34,64 | 38,73 |
| 0,02 | 3,54 | 5,00 | 7,07 | 10,00 | 12,25 | 15,81 | 18,71 | 22,36 | 24,49 | 27,39 |
| 0,03 | 2,89 | 4,08 | 5,77 | 8,16 | 10,00 | 12,91 | 15,27 | 18,26 | 20,00 | 22,36 |
| 0,05 | 2,24 | 3,16 | 4,47 | 6,32 | 7,75 | 10,00 | 11,83 | 14,14 | 15,49 | 17,32 |
| 0,10 | 1,58 | 2,24 | 3,16 | 4,47 | 5,48 | 7,07 | 8,37 | 10,00 | 10,95 | 12,25 |
| 0,15 | 1,29 | 1,83 | 2,58 | 3,65 | 4,47 | 5,77 | 6,83 | 8,16 | 8,94 | 10,00 |
| 0,22 | 1,07 | 1,51 | 2,13 | 3,01 | 3,69 | 4,77 | 5,64 | 6,74 | 7,38 | 8,26 |
| 0,27 | 0,96 | 1,36 | 1,92 | 2,72 | 3,33 | 4,30 | 5,09 | 6,09 | 6,67 | 7,45 |
| 0,33 | 0,87 | 1,23 | 1,74 | 2,46 | 3,01 | 3,89 | 4,61 | 5,50 | 6,03 | 6,74 |
| 0,47 | 0,73 | 1,03 | 1,46 | 2,06 | 2,53 | 3,26 | 3,86 | 4,61 | 5,05 | 5,65 |
| 0,57 | 0,66 | 0,94 | 1,32 | 1,87 | 2,29 | 2,96 | 3,50 | 4,19 | 4,59 | 5,13 |
| 0,68 | 0,61 | 0,86 | 1,21 | 1,71 | 2,10 | 2,71 | 3,21 | 3,83 | 4,20 | 4,70 |
| 1,0 | 0,50 | 0,71 | 1,00 | 1,41 | 1,73 | 2,24 | 2,65 | 3,16 | 3,46 | 3,87 |
| 1,2 | 0,46 | 0,64 | 0,91 | 1,29 | 1,58 | 2,04 | 2,41 | 2,89 | 3,16 | 3,54 |
| 1,5 | 0,41 | 0,58 | 0,82 | 1,15 | 1,41 | 1,83 | 2,16 | 2,58 | 2,83 | 3,16 |
| 1,8 | 0,37 | 0,53 | 0,74 | 1,05 | 1,29 | 1,67 | 1,97 | 2,36 | 2,58 | 2,89 |
| 2,2 | 0,34 | 0,48 | 0,67 | 0,95 | 1,17 | 1,51 | 1,78 | 2,13 | 2,33 | 2,61 |
| 2,7 | 0,30 | 0,43 | 0,61 | 0,86 | 1,05 | 1,36 | 1,61 | 1,92 | 2,11 | 2,36 |
| 3,3 | 0,27 | 0,39 | 0,55 | 0,78 | 0,95 | 1,23 | 1,46 | 1,74 | 1,91 | 2,13 |
| 4,7 | 0,23 | 0,33 | 0,46 | 0,65 | 0,80 | 1,03 | 1,22 | 1,46 | 1,60 | 1,79 |
| 5,6 | 0,21 | 0,30 | 0,42 | 0,60 | 0,73 | 0,94 | 1,12 | 1,34 | 1,46 | 1,64 |
| 6,8 | 0,19 | 0,27 | 0,38 | 0,54 | 0,66 | 0,86 | 1,01 | 1,21 | 1,33 | 1,48 |
| 8,2 | 0,17 | 0,25 | 0,35 | 0,50 | 0,60 | 0,78 | 0,92 | 1,10 | 1,21 | 1,35 |
| 10 | 0,16 | 0,22 | 0,32 | 0,45 | 0,55 | 0,71 | 0,84 | 1,00 | 1,09 | 1,22 |
| 12 | 0,14 | 0,20 | 0,29 | 0,41 | 0,50 | 0,64 | 0,76 | 0,91 | 1,00 | 1,12 |
| 15 | 0,13 | 0,18 | 0,26 | 0,36 | 0,45 | 0,58 | 0,68 | 0,82 | 0,89 | 1,00 |
| 18 | 0,12 | 0,17 | 0,24 | 0,33 | 0,41 | 0,53 | 0,62 | 0,74 | 0,82 | 0,91 |
| 22 | 0,11 | 0,15 | 0,21 | 0,30 | 0,37 | 0,48 | 0,56 | 0,67 | 0,74 | 0,83 |
| 27 | 0,10 | 0,14 | 0,19 | 0,27 | 0,33 | 0,43 | 0,51 | 0,61 | 0,67 | 0,74 |
| 33 | 0,09 | 0,12 | 0,17 | 0,25 | 0,30 | 0,39 | 0,46 | 0,55 | 0,60 | 0,67 |
| 39 | 0,08 | 0,11 | 0,16 | 0,23 | 0,28 | 0,36 | 0,42 | 0,51 | 0,55 | 0,62 |
| 47 | 0,07 | 0,10 | 0,15 | 0,21 | 0,25 | 0,33 | 0,39 | 0,46 | 0,50 | 0,56 |
| 56 | 0,07 | 0,10 | 0,13 | 0,19 | 0,23 | 0,30 | 0,35 | 0,42 | 0,46 | 0,52 |
| 68 | 0,06 | 0,09 | 0,12 | 0,17 | 0,21 | 0,27 | 0,32 | 0,38 | 0,42 | 0,47 |
| 82 | 0,05 | 0,08 | 0,11 | 0,16 | 0,19 | 0,25 | 0,29 | 0,35 | 0,38 | 0,43 |
| 100 | 0,05 | 0,07 | 0,10 | 0,14 | 0,17 | 0,22 | 0,26 | 0,32 | 0,35 | 0,39 |
| 120 | 0,05 | 0,06 | 0,09 | 0,13 | 0,16 | 0,20 | 0,24 | 0,29 | 0,32 | 0,35 |
| 150 | 0,04 | 0,06 | 0,08 | 0,11 | 0,14 | 0,18 | 0,22 | 0,26 | 0,28 | 0,32 |
| 180 | 0,04 | 0,05 | 0,07 | 0,10 | 0,13 | 0,17 | 0,20 | 0,24 | 0,26 | 0,29 |
| 220 | 0,03 | 0,05 | 0,07 | 0,09 | 0,12 | 0,15 | 0,18 | 0,21 | 0,23 | 0,26 |
| 270 | 0,03 | 0,04 | 0,06 | 0,09 | 0,10 | 0,14 | 0,16 | 0,19 | 0,21 | 0,24 |
| 330 | 0,03 | 0,04 | 0,05 | 0,08 | 0,09 | 0,12 | 0,15 | 0,17 | 0,19 | 0,21 |
| 390 | 0,02 | 0,04 | 0,05 | 0,07 | 0,09 | 0,11 | 0,13 | 0,16 | 0,17 | 0,20 |
| 470 | 0,02 | 0,03 | 0,05 | 0,06 | 0,08 | 0,10 | 0,12 | 0,15 | 0,16 | 0,18 |
| 560 | 0,02 | 0,03 | 0,04 | 0,06 | 0,07 | 0,09 | 0,11 | 0,13 | 0,15 | 0,16 |
| 680 | 0,02 | 0,03 | 0,04 | 0,05 | 0,07 | 0,09 | 0,10 | 0,12 | 0,13 | 0,15 |
| 820 | 0,02 | 0,02 | 0,03 | 0,05 | 0,06 | 0,08 | 0,09 | 0,11 | 0,12 | 0,13 |
| 1.000 | 0,02 | 0,02 | 0,03 | 0,04 | 0,05 | 0,07 | 0,08 | 0,10 | 0,11 | 0,12 |
| 1.200 | 0,01 | 0,02 | 0,03 | 0,04 | 0,05 | 0,06 | 0,08 | 0,09 | 0,10 | 0,11 |
| 1.500 | 0,01 | 0,02 | 0,03 | 0,04 | 0,04 | 0,06 | 0,07 | 0,08 | 0,09 | 0,10 |
| 1.800 | 0,01 | 0,02 | 0,02 | 0,03 | 0,04 | 0,05 | 0,06 | 0,07 | 0,08 | 0,09 |
| 2.200 | 0,01 | 0,01 | 0,02 | 0,03 | 0,04 | 0,05 | 0,06 | 0,07 | 0,07 | 0,08 |
| 2.700 | 0,01 | 0,01 | 0,02 | 0,03 | 0,03 | 0,04 | 0,05 | 0,06 | 0,07 | 0,07 |
| 3.300 | 0,01 | 0,01 | 0,02 | 0,02 | 0,03 | 0,04 | 0,05 | 0,05 | 0,06 | 0,07 |
| 3.900 | 0,01 | 0,01 | 0,02 | 0,02 | 0,03 | 0,04 | 0,04 | 0,05 | 0,05 | 0,06 |
| 4.700 | 0,01 | 0,01 | 0,01 | 0,02 | 0,02 | 0,03 | 0,04 | 0,05 | 0,05 | 0,06 |
| 5.600 | 0,01 | 0,01 | 0,01 | 0,02 | 0,02 | 0,03 | 0,03 | 0,04 | 0,05 | 0,05 |
| 6.800 | 0,01 | 0,01 | 0,01 | 0,02 | 0,02 | 0,03 | 0,03 | 0,04 | 0,04 | 0,05 |
| 8.200 | 0,01 | 0,01 | 0,01 | 0,02 | 0,02 | 0,02 | 0,03 | 0,03 | 0,04 | 0,04 |
| 10.000 | 0,005 | 0,01 | 0,01 | 0,01 | 0,02 | 0,02 | 0,03 | 0,03 | 0,03 | 0,04 |
| 12.000 | 0,005 | 0,01 | 0,01 | 0,01 | 0,02 | 0,02 | 0,02 | 0,03 | 0,03 | 0,03 |
| 15.000 | 0,004 | 0,01 | 0,01 | 0,01 | 0,01 | 0,02 | 0,02 | 0,03 | 0,03 | 0,03 |
| 18.000 | 0,004 | 0,005 | 0,01 | 0,01 | 0,01 | 0,02 | 0,02 | 0,02 | 0,03 | 0,03 |
| 22.000 | 0,003 | 0,005 | 0,01 | 0,01 | 0,01 | 0,01 | 0,02 | 0,02 | 0,02 | 0,03 |
| 27.000 | 0,003 | 0,004 | 0,01 | 0,01 | 0,01 | 0,01 | 0,02 | 0,02 | 0,02 | 0,02 |
| 33.000 | 0,003 | 0,004 | 0,01 | 0,01 | 0,01 | 0,01 | 0,01 | 0,02 | 0,02 | 0,02 |
| 39.000 | 0,003 | 0,004 | 0,005 | 0,01 | 0,01 | 0,01 | 0,01 | 0,02 | 0,02 | 0,02 |
| 47.000 | 0,002 | 0,003 | 0,005 | 0,01 | 0,01 | 0,01 | 0,01 | 0,01 | 0,02 | 0,02 |
| 56.000 | 0,002 | 0,003 | 0,004 | 0,01 | 0,01 | 0,01 | 0,01 | 0,01 | 0,01 | 0,02 |

## RESISTENZA DI CADUTA sui DIODI ZENER

Perchè un **diodo zener stabilizzi** una tensione, occorre alimentarlo tramite una **resistenza di caduta** (vedi fig. 8) il cui valore andrà calcolato in funzione della sua potenza e della tensione di alimentazione.

Per calcolare il valore ohmico di questa resistenza dovremo utilizzare le seguenti formule:

per i diodi zener da 1/2 watt:

**Ohm = [(Vcc - Vz) : ( 20 + mA )] x 1.000**

per i diodi zener da 1 watt:

**Ohm = [(Vcc - Vz) : ( 30 + mA )] x 1.000**

dove:
**Vcc** = tensione di alimentazione,
**Vz** = tensione di lavoro del diodo zener,
**mA** = corrente in milliAmper.

**Esempio** = Volendo stabilizzare una tensione di **12 volt** a **5,1 volt** con un diodo zener da **1/2 watt** per alimentare un circuito che assorbe circa **10 mA**, dovremo utilizzare una resistenza da:

**[(12 - 5,1) : (20 + 10)] x 1.000 = 230 ohm**

Utilizzeremo perciò il valore più prossimo, cioè **220 ohm**.

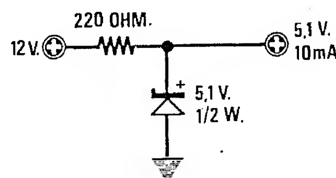


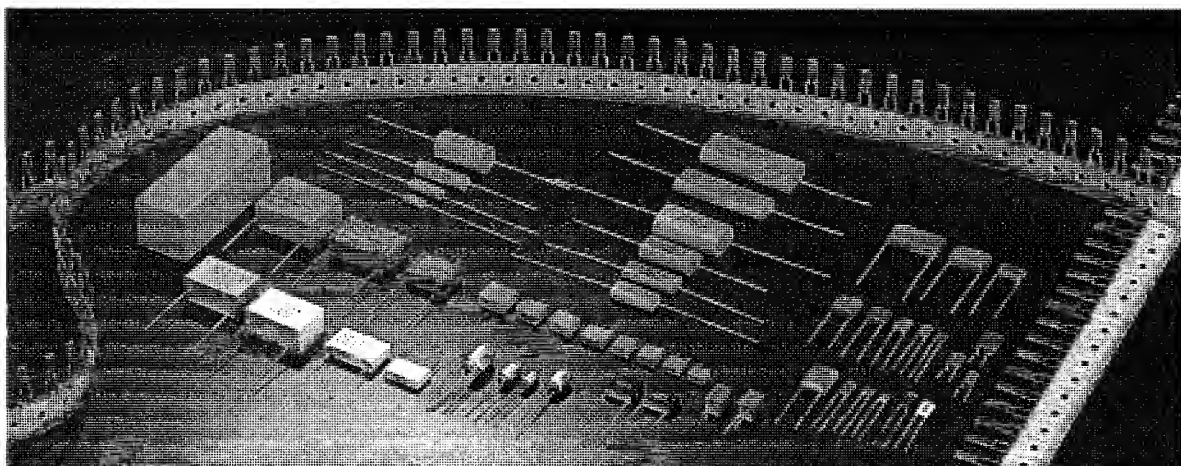

**Fig.8 Per calcolare il valore della resistenza di caduta per un diodo zener, utilizzate le formule riportate a fianco.**

## CORRENTE MASSIMA per Ohm/Watt

Nella pagina di sinistra abbiamo riportato una Tabella con indicata la **corrente massima** che potremo far scorrere in una resistenza in base al suo valore **ohmico** ed al suo **wattaggio**, onde evitare che questa si scaldi oltre al consentito.

Per le sole resistenze a **filo** è ammesso un surriscaldamento del loro corpo anche oltre i **50 gradi**, quindi non preoccupatevi se "scotteranno".

Molte resistenze a filo sono racchiuse dentro un involucro metallico per poterle fissare sopra una piccola aletta di raffreddamento.



# CODICI dei CONDENSATORI

I condensatori sono disponibili in commercio in una grandissima varietà di tipi, di misure e di valori.

I dati caratteristici più importanti, compreso il valore della loro **capacità**, sono stampigliati direttamente sui loro corpi, ma non tutti sanno decifrare queste sigle perchè le Case Costruttrici utilizzano codici diversi e quindi sbagliare è molto facile.

È sufficiente prendere in considerazione qualcuna delle sigle stampigliate sui condensatori per rendersi conto di come la loro decifrazione non sia poi così semplice.

Per evitare di inserire in un circuito dei valori errati, vi spieghiamo come interpretare correttamente queste sigle.

## CONDENSATORI CERAMICI

Nei condensatori con valori compresi tra **1** e **8,2 picoFarad** le Case sono solite usare al posto della virgola il **punto**, cioè scrivono **1.2 - 1.5 - 1.8**, oppure in sostituzione del "punto" interpongono tra i due numeri la lettera **p**.

Così **1p2 - 1p5 - 1p8** andranno interpretati come **1,2 picoFarad, 1,5 picoFarad**, ecc.

Tutti i condensatori ceramici con valori compresi da **10** fino ad **82 picoFarad** vengono siglati **10p - 12p - 15p** ecc., pertanto la loro lettura non presenta alcuna difficoltà.

Le prime difficoltà nella lettura sorgono con le capacità da **100 picoFarad** in poi, perchè le Case Costruttrici usano per la loro identificazione i più disparati sistemi.

Il primo metodo che vi spieghiamo, adottato dai Giapponesi, segue questa regola:

- le prime due cifre indicano i **primi** due numeri di capacità;
- la terza cifra indica quanti **zeri** bisogna aggiungere al numero.

In tutti i condensatori siglati **101 - 121 - 151** dovremo aggiungere alle prime due cifre **1 zero** e così otterremo:

**10+0 = 100 picoFarad**
**12+0 = 120 picoFarad**
**15+0 = 150 picoFarad**

In tutti i condensatori siglati **102 - 122 - 152** dovremo aggiungere alle prime due cifre **2 zeri** ed in tal modo otterremo: 10+00 = **1.000**, 12+00 = **1.200**, 15+00 = **1.500 picoFarad.**

Se troveremo dei condensatori siglati **103 - 123 - 153**, alle prime due cifre dovremo aggiungere **3 zeri**, quindi il condensatore siglato **103** avrà una capacità di 10+000 = **10.000**, quello siglato **123** avrà una capacità di 12+000 = **12.000 picoFarad**, ecc.

Altre Case siglano il condensatore in **nanoFarad** aggiungendo dopo il numero la lettera minuscola **n**.

In possesso di condensatori siglati **1n - 10n - 100n**, per ottenere il corrispondente valore in **picoFarad** dovremo aggiungere **tre zeri**, quindi **1+000 = 1.000 - 10+000 = 10.000 - 100+000 = 100.000 picoFarad.**

Poichè da 1.000 pF fino a 8.200 pF abbiamo anche valori di **1.200 - 1.500 - 1.800 - 2.200 - 3.300 - 4.700 - 5.600 - 6.800 - 8.200 pF**, troveremo che la lettera **n** viene in questi casi interposta tra la prima e la seconda cifra al posto del **punto**, pertanto i condensatori siglati **1n2 - 1n5 - 3n3 - 4n7** avranno una capacità di **1.200 - 1.500 - 3.300 - 4.700 picoFarad.**

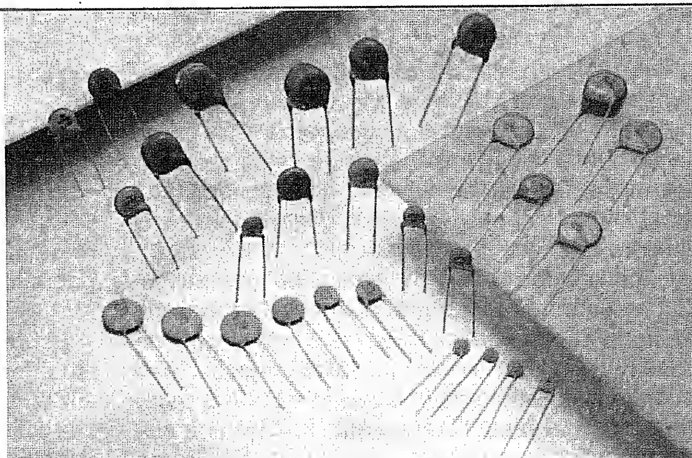
Altre Case preferiscono siglare la capacità in **microFarad**, ma poichè non sempre sul corpo dei condensatori vi è lo spazio per stampigliare numeri con molte cifre, si esclude il primo zero e in luogo della virgola si utilizza il **punto**, perciò i condensatori siglati **.1 - .01** avranno queste capacità **100.000 - 10.000 picoFarad.**

# SIGLE riportate sui CONDENSATORI

| Picofarad | A | B | C | D |
|---|---|---|---|---|
| 0,5 | 0.5 | p5 | | |
| 1,0 | 1 | 1p0 | | |
| 1,2 | 1.2 | 1p2 | | |
| 1,5 | 1.5 | 1p5 | | |
| 1,8 | 1.8 | 1p8 | | |
| 2,2 | 2.2 | 2p2 | | |
| 2,7 | 2.7 | 2p7 | | |
| 3,3 | 3.3 | 3p3 | | |
| 3,9 | 3.9 | 3p9 | | |
| 4,7 | 4.7 | 4p7 | | |
| 5,6 | 5.6 | 5p6 | | |
| 6,8 | 6.8 | 6p8 | | |
| 8,2 | 8.2 | 8p2 | | |
| 10 | 10 | 10 | | |
| 12 | 12 | 12 | | |
| 15 | 15 | 15 | | |
| 18 | 18 | 18 | | |
| 22 | 22 | 22 | | |
| 27 | 27 | 27 | | |
| 33 | 33 | 33 | | |
| 39 | 39 | 39 | | |
| 47 | 47 | 47 | | |
| 56 | 56 | 56 | | |
| 68 | 68 | 68 | | |
| 82 | 82 | 82 | | |
| 100 | 101 | n10 | | |
| 120 | 121 | n12 | | |
| 150 | 151 | n15 | | |
| 180 | 181 | n18 | | |
| 220 | 221 | n22 | | |
| 270 | 271 | n27 | | |
| 330 | 331 | n33 | | |
| 390 | 391 | n39 | | |
| 470 | 471 | n47 | | |
| 560 | 561 | n56 | | |
| 680 | 681 | n68 | | |
| 820 | 821 | n82 | | |

| Picofarad | A | B | C | D |
|---|---|---|---|---|
| 1.000 | 102 | 1n | .001 | |
| 1.200 | 122 | 1n2 | .0012 | |
| 1.500 | 152 | 1n5 | .0015 | |
| 1.800 | 182 | 1n8 | .0018 | |
| 2.200 | 222 | 2n2 | .0022 | |
| 2.700 | 272 | 2n7 | .0027 | |
| 3.300 | 332 | 3n3 | .0033 | |
| 3.900 | 392 | 3n9 | .0039 | |
| 4.700 | 472 | 4n7 | .0047 | |
| 5.600 | 562 | 5n6 | .0056 | |
| 6.800 | 682 | 6n8 | .0068 | |
| 8.200 | 822 | 8n2 | .0082 | |
| 10.000 | 103 | 10n | .01 | u01 |
| 12.000 | 123 | 12n | .012 | u012 |
| 15.000 | 153 | 15n | .015 | u015 |
| 18.000 | 183 | 18n | .018 | u018 |
| 22.000 | 223 | 22n | .022 | u022 |
| 27.000 | 273 | 27n | .027 | u027 |
| 33.000 | 333 | 33n | .033 | u033 |
| 39.000 | 393 | 39n | .039 | u039 |
| 47.000 | 473 | 47n | .047 | u047 |
| 56.000 | 563 | 56n | .056 | u056 |
| 68.000 | 683 | 68n | .068 | u068 |
| 82.000 | 823 | 82n | .082 | u082 |
| 100.000 | 104 | 100n | .1 | u1 |
| 120.000 | 124 | 120n | .12 | u12 |
| 150.000 | 154 | 150n | .15 | u15 |
| 180.000 | 184 | 180n | .18 | u18 |
| 220.000 | 224 | 220n | .22 | u22 |
| 270.000 | 274 | 270n | .27 | u27 |
| 330.000 | 334 | 330n | .33 | u33 |
| 390.000 | 394 | 390n | .39 | u39 |
| 470.000 | 474 | 470n | .47 | u47 |
| 560.000 | 564 | 560n | .56 | u56 |
| 680.000 | 684 | 680n | .68 | u68 |
| 820.000 | 824 | 820n | .82 | u82 |
| 1 microF | 105 | 1 | 1 | 1u |

**Nella prima colonna abbiamo riportato le capacità dei condensatori in "picoFarad" e nelle colonne A-B-C-D le sigle che potrete trovare stampigliate sul loro corpo.**
**Le sigle della colonna A sono usate dalle industrie Asiatiche.**
**Le sigle della colonna B sono usate dalle industrie Europee.**
**Le sigle della colonna C sono usate dalle industrie USA.**
**Le sigle della colonna D sono usate dalle industrie Tedesche.**



## CONDENSATORI AL POLIESTERE

I condensatori al poliestere oltre ad essere siglati con uno dei due sistemi descritti per i condensatori ceramici, possono utilizzare anche la lettera greca **u** (micro).

In pratica la lettera **u** sostituisce lo **0,** (zero virgola), quindi un condensatore siglato **u01** avrà una capacità di **0,01 microFarad.**

Perciò se abbiamo dei condensatori siglati **u1 - u47 - u82**, dovremo leggerli **0,1 - 0,47 - 0,82 microFarad.**

Sempre sui condensatori al poliestere, oltre al valore della capacità vengono riportati dei numeri o altre sigle che possono trarre in inganno un principiante.

Ad esempio **1K** potrebbe essere facilmente interpretato come **1 Kilo**, cioè **1.000 picoFarad**, perchè la lettera **K** viene considerata erroneamente l'equivalente di 1.000, mentre la reale capacità di questo condensatore è di **1 microFarad.**

La lettera **M**, ad esempio **1M**, potrebbe essere considerata l'equivalente di **microFarad**, mentre in realtà le lettere **M-K-J** presenti dopo il valore della capacità indicano solo la **tolleranza**:

**M** = tolleranza minore del **20%**
**K** = tolleranza minore del **10%**
**J** = tolleranza minore del **5%**

Quindi un condensatore siglato **.01M** indica che il condensatore è da **10.000 pF** con una tolleranza minore del **20%.**

Facciamo presente che la maggior parte dei condensatori reperibili in commercio hanno una tolleranza del **20%.**

Tolleranze minori del **5%** non sono facili da reperire e quando si trovano hanno costi notevolmente elevati.

Precisiamo che un condensatore siglato con una tolleranza del **20%** non significa che abbia uno scarto di capacità del 20% rispetto al valore riportato sull'involucro.

Possiamo anzi dirvi che quasi sempre questi condensatori hanno tolleranze notevolmente inferiori.

Infatti le Case Costruttrici usando la sigla **M** assicurano che la capacità non **supererà** mai il **20%** del valore riportato sull'involucro del condensatore, quindi non si può escludere che questa possa risultare anche solo del **7% - 10% - 12%** ecc.

Dopo le lettere **M-K-J** indicanti la tolleranza, sono presenti dei numeri che stanno ad indicare la tensione di **lavoro.**

Quindi se troverete scritto **.15M50** significa che il condensatore ha una capacità di **150.000 picoFarad**, che la sua tolleranza è **M = 20%** e la sua tensione di lavoro è di **50 volt.**

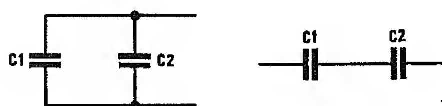



**Fig.1 Collegando in parallelo due condensatori, la capacità aumenta, collegandoli in serie, la capacità si riduce.**

Se trovate scritto **.1K100** significa che il condensatore ha una capacità di **100.000 picoFarad**, che la sua tolleranza è **K = 10%** e la sua tensione di lavoro è di **100 volt.**

## CONDENSATORI in PARALLELO

Collegando in **parallelo** (vedi fig.1) due o tre condensatori si ottiene un valore di capacità pari alla somma delle capacità utilizzate:

**CX = C1 + C2**

**Esempio** = Se colleghiamo in parallelo un condensatore da **82.000 pF** con uno da **1.500 pF**, otterremo una capacità **CX** pari a:

**82.000 + 1.500 = 83.500 picoFarad**

## CONDENSATORI in SERIE

Collegando in **serie** (vedi fig.1) due condensatori otterremo un nuovo valore di capacità che potrà essere calcolato con la seguente formula:

**CX = (C1 x C2) : (C1 + C2)**

**Esempio** = Collegando in serie un condensatore da **1.000 pF** con uno da **470 pF**, il valore di capacità che otterremo sarà di:

**(1.000 x 470) : (1.000 + 470) = 319 pF**

Come potete notare, ponendo in serie due capacità di valore diverso si ottiene un valore inferiore rispetto al condensatore di capacità più piccola.

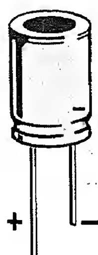



**Fig.2 Se sull'involucro di un condensatore elettrolitico non è riportato il segno + in corrispondenza del terminale "positivo", questo lo potrete comunque riconoscere subito perchè più lungo dell'opposto terminale negativo.**

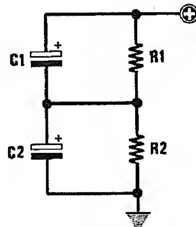



**Fig.3 Due condensatori elettrolitici di IDENTICA capacità devono essere collegati in "serie" quando occorre raddoppiare la tensione di lavoro. È consigliabile collegare in parallelo ad ogni condensatre una resistenza da 10.000 ohm.**

Per calcolare la capacità **C2** che occorre applicare in **serie** ad un condensatore di capacità **conosciuta C1** per ottenere un valore **CX** precedentemente stabilito, potremo usare la seguente formula:

**C2 = (C1 x CX) : (C1 - CX)**

dove:
**C2** = è la capacità da applicare in serie a **C1**
**C1** = è la capacità di valore noto
**CX** = è il valore di capacità da **ottenere**

**Esempio** = Abbiamo un condensatore **C1** da **820 pF** e vorremmo ottenere una capacità **CX** da **700 pF**. Vorremmo quindi conoscere **il** valore di **C2** da applicare in serie a **C1**:

**(820 x 700) : (820 - 700) = 4.783 pF**

In questo caso collegheremo in serie a **C1** un condensatore **C2** da **4.700 pF**.

Per ottenere il valore di **CX**, anzichè fare un collegamento in **serie** tra due capacità, si preferisce a volte collegare due condensatori **in parallelo.**

Nel nostro esempio, per ottenere **700 pF** risulterà più semplice scegliere un condensatore da **680 pF** e collegargli in parallelo **22 pF**, infatti:

**680 + 22 = 702 pF**

**Importante** = Collegando in **serie** due condensatori di **identico** valore, la capacità si **dimezza**, ma in compenso si **raddoppia** la tensione di lavoro.

Per questo motivo il collegamento in **serie** si usa normalmente per ottenere una capacità in grado di lavorare con una tensione **doppia** rispetto a quella di un solo condensatore.

**Esempio** = Ci occorre un condensatore da **10.000 pF - 400 volt lavoro**, ma in commercio riusciamo a reperire soltanto dei condensatori con una tensione di lavoro di **250 volt**.

Per risolvere questo problema basterà collegare in **serie** due condensatori da **22.000 pF - 250 volt lavoro** e in questo modo otterremo una capacità di **11.000 pF** in grado di sopportare una tensione di **250 + 250 = 500 volt.**

## CONDENSATORI ELETTROLITICI

Se volete collegare in **parallelo** dei condensatori **elettrolitici**, dovrete necessariamente collegare insieme i due terminali **positivi** e i due terminali **negativi**.

Anche se sul corpo del condensatore elettrolitico non è riportato il segno + in corrispondenza del terminale **positivo**, lo riconoscerete facilmente perchè questo terminale è sempre **più lungo** dell'opposto terminale **negativo** (vedi fig.2).

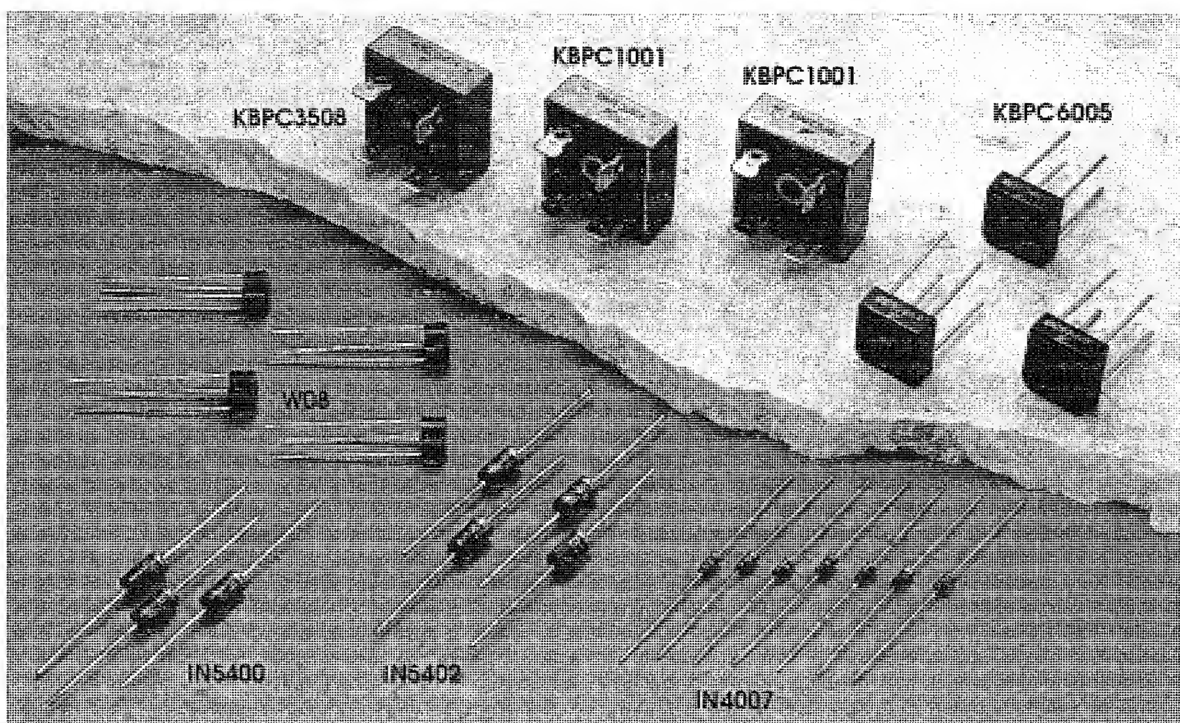
Ricordate che tutti i condensatori **elettrolitici** hanno delle **tolleranze** che possono superare anche il **40%**.

Se collegate in **serie** dei condensatori **elettrolitici**, dovrete necessariamente collegare il terminale **negativo** del primo condensatore con il **positivo** del secondo condensatore come visibile in fig.3.

Il collegamento in **serie** di due condensatori elettrolitici viene normalmente utilizzato quando si riesce a trovare un condensatore con una tensione di lavoro **doppia** rispetto a quella richiesta.

Per avere la certezza che i capi dei due condensatori elettrolitici collegati in **serie** risultino alimentati con **metà** tensione, è consigliabile applicare in parallelo ad ogni condensatore una resistenza da **10.000 ohm 1/2 watt** circa.

Questo partitore resistivo assicura che tra il **positivo** ed il **negativo** dei due condensatori elettrolitici risulti sempre presente **metà** tensione di alimentazione, anche se le due capacità non sono perfettamente identiche a causa delle elevate e sempre presenti **tolleranze** che hanno tutti i condensatori elettrolitici.




# RADDRIZZATORI per TENSIONI ALTERNATE

## RADDRIZZATORE AD UNA SEMIONDA

Il raddrizzatore ad una semionda rettifica le sole semionde **positive** della tensione alternata e pertanto nel periodo in cui è presente la semionda **negativa** il diodo non conduce (vedi fig.1).

Per questo motivo si otterrà in uscita una tensione pulsante di **50 Hz**.

Questo circuito presenta l'inconveniente di richiedere un condensatore elettrolitico di elevate capacità per ridurre al minimo il ronzio della tensione alternata.

La formula che ci permette di ricavare il valore della tensione **raddrizzata** agli estremi del condensatore elettrolitico è:

**Vcc = Va x 1,41 - 0,7**

**Nota** = il numero **0,7** è il valore medio di caduta del diodo raddrizzatore.

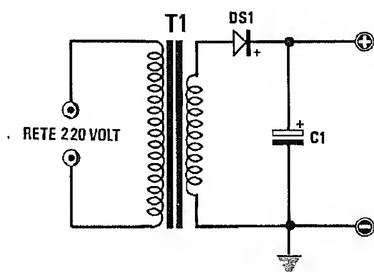
**Vcc** è la tensione continua raddrizzata e livellata dal condensatore

**Va** è la tensione alternata applicata sull'ingresso del diodo

**Esempio** : Raddrizzando una tensione alternata di **12 volt** otterremo una tensione continua di:

**12 x 1,41 - 0,7 = 16,22 volt**





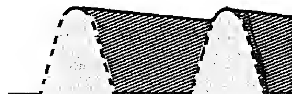



**Fig.1 Un raddrizzatore che utilizza un solo diodo raddrizza le sole semionde positive. Per ridurre il ronzio di alternata bisogna scegliere per C1 un condensatore elettrolitico di elevata capacità, in grado di fornire la corrente richiesta quando il diodo non conduce (vedi linee tratteggiate).**

## RADDRIZZATORE AD ONDA INTERA

Il raddrizzatore a onda intera si può utilizzare quando si dispone di un trasformatore provvisto di un avvolgimento secondario con **presa centrale**.

A differenza del raddrizzatore ad una **semionda**, utilizzando questo circuito otterremo in uscita una tensione pulsante a **100 Hz** (vedi fig.2).

Infatti quando verso DS1 è presente la semionda **positiva**, che verrà raddrizzata, sull'opposto diodo DS2 sarà presente la semionda negativa che non verrà raddrizzata. Quando verso DS1 è presente la semionda negativa, che non verrà raddrizzata, sull'opposto diodo DS2 sarà presente la semionda **positiva** che verrà raddrizzata.

La tensione raddrizzata presente ai capi del condensatore elettrolitico di filtro si calcola con la formula:

**Vcc = Va x 1,41 - 0,7**

**Nota** = il numero **0,7** è il valore medio di caduta del diodo raddrizzatore.

**Esempio** = Raddrizzando una tensione alternata di **12 + 12 volt** otterremo una tensione continua di:

**12 x 1,41 - 0,7 = 16,22 volt**

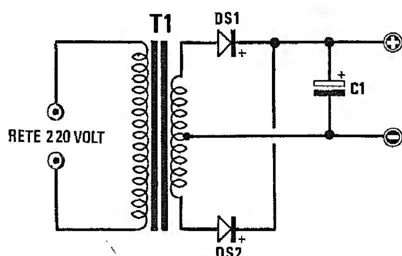





**Fig.2 Per raddrizzare entrambe le semionde positive e negative occorrono due diodi ed un trasformatore provvisto di presa centrale. Utilizzando due diodi, il condensatore elettrolitico C1 potrà risultare di capacità dimezzata rispetto allo schema di fig.1.**

## RADDRIZZATORE A PONTE

Se si dispone di un trasformatore di alimentazione **sprovvisto** di presa centrale, è possibile raddrizzare entrambe le semionde utilizzando un **ponte raddrizzatore** composto da **4 diodi** disposti come visibile in fig.3.

Anche con questo circuito otterremo in uscita una tensione pulsante a **100 Hz** che verrà poi livellata, tramite un condensatore elettrolitico di elevata capacità, per renderla perfettamente **continua**.

La tensione raddrizzata presente ai capi del condensatore elettrolitico di filtro si ricava con la formula:

**Vcc = Va x 1,41 - 1,4**

**Nota** = Il numero **1,4** è il valore medio di caduta dei due diodi che raddrizzano contemporaneamente la tensione alternata.

**Esempio** = Raddrizzando una tensione alternata di **12 volt** otterremo una tensione continua di:

**12 x 1,41 - 1,4 = 15,52 volt**

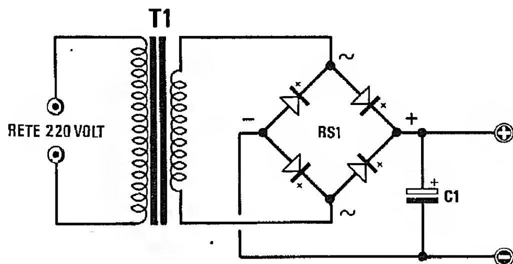





**Fig.3 Non disponendo di un trasformatore con presa centrale, occorre necessariamente utilizzare 4 diodi o un ponte raddrizzatore. Il ponte raddrizzatore ha una caduta di tensione di circa 1,4 volt.**

## TENSIONE DUALE

Collegando un ponte raddrizzatore ad un trasformatore provvisto di **presa centrale** potremo ottenere una tensione **duale**, cioè una tensione **positiva** ed una tensione **negativa** di identico valore rispetto alla **massa** (vedi fig.4).

La tensione raddrizzata presente ai capi dei due condensatori elettrolitici di filtro si calcola con la formula:

**Vcc = Va x 1,41 - 0,7**

**Nota** = il numero **0,7** è il valore medio di caduta del diodo raddrizzatore.

**Esempio** = Raddrizzando una tensione alternata di **12 + 12 volt** otterremo sul condensatore **C1** una tensione continua di:

**12 x 1,41 - 0,7 = 16,22 volt positivi**
rispetto alla massa

e sul condensatore **C2** una tensione continua di:
**12 x 1,41 - 0,7 = 16,22 volt negativi**
rispetto alla massa.

Ricordatevi che il terminale **positivo** del condensatore **C1** va rivolto verso il ponte ed il negativo verso massa, mentre il terminale **positivo** del condensatore **C2** va rivolto verso massa ed il negativo verso il ponte raddrizzatore.

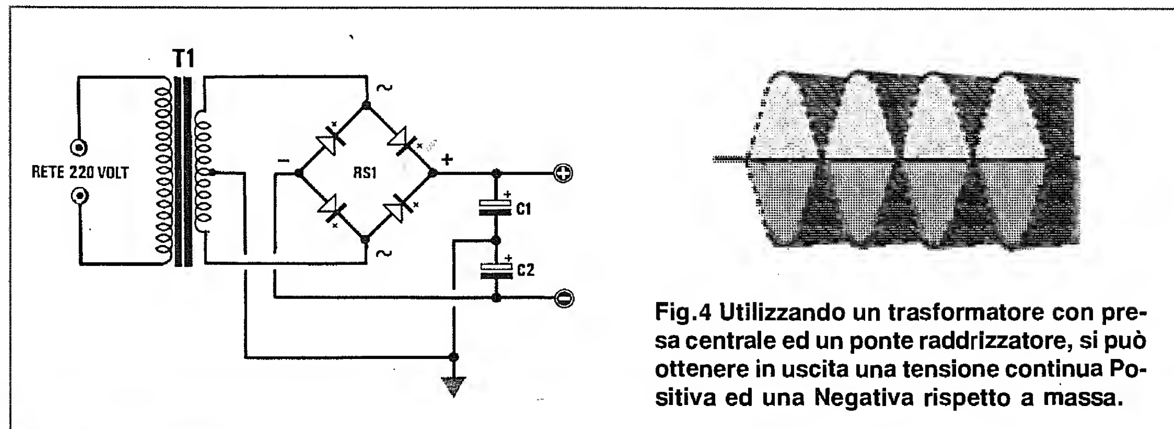



**Fig.4 Utilizzando un trasformatore con presa centrale ed un ponte raddrizzatore, si può ottenere in uscita una tensione continua Positiva ed una Negativa rispetto a massa.**

## IL CONDENSATORE DI LIVELLAMENTO

Se sull'uscita del diodo o del ponte raddrizzatore non venisse applicato nessun condensatore elettrolitico di livellamento non avremmo una tensione **continua**, bensì una tensione **pulsante** a 50 Hz per i raddrizzatori a semionda e a 100 Hz per i raddrizzatori ad onda intera.

Il condensatore elettrolitico applicato dopo lo stadio raddrizzatore serve per fornire al circuito la tensione e la corrente di cui ha bisogno per essere alimentato, quando la semionda **positiva** scende dal suo valore massimo a 0 volt o sale da 0 volt verso il suo valore massimo positivo.

Guardando la fig.1, si intuisce immediatamente che un raddrizzatore ad una **semionda** richiede una **capacità maggiore** per essere in grado di fornire la tensione richiesta quando il diodo **non conduce.**

La capacità del condensatore elettrolitico andrebbe calcolata in rapporto al valore della tensione raddrizzata e in rapporto al valore della corrente assorbita dal circuito che alimenteremo.

Più corrente preleveremo dallo stadio raddrizzatore, **maggiore** dovrà risultare la capacità del condensatore per ridurre al minimo il **ronzio**.

Per calcolare il valore **minimo** di questa capacità potremo utilizzare queste due formule:

**Raddrizzatori a semionda**
**mF = 40.000 : (Volt : Amper)**

**Raddrizzatori ad onda intera**
**mF = 20.000 : (Volt : Amper)**

**Esempio** = Abbiamo realizzato un alimentatore che eroga **18 volt** e con questa tensione vogliamo alimentare un circuito che assorbe **1,5 amper.**

Se abbiamo utilizzato un raddrizzatore ad una semionda, la capacità che dovremo utilizzare sarà di:

**40.000 : (18 : 1,5) = 3.333 microFarad**

In pratica potremo utilizzare un condensatore elettrolitico da **3.300 mF** o, meglio ancora, da **4.700 mF.**

Se abbiamo utilizzato un raddrizzatore ad onda intera, la capacità che dovremo utilizzare sarà di:

**20.000 : (18 : 1,5) = 1.666 microFarad**

In pratica potremo utilizzare un condensatore elettrolitico da **2.200 mF**.

**Esempio** = Vogliamo calcolare la capacità **minima** che dovremo applicare ad un ponte raddrizzatore che eroga una tensione di **24 volt**, dal quale vogliamo prelevare **10 amper**:

**20.000 : (24 : 10) = 8.333 microFarad**

In pratica utilizzeremo un condensatore da **10.000 mF** oppure due condensatori da **4.700 mF** collegati in parallelo.

**Nota** = Molti alimentatori dispongono di valori di capacità inferiori a quanto richiesto.

In questi casi però è sempre presente, dopo il ponte raddrizzatore, uno **stadio stabilizzatore** seguito da altri condensatori elettrolitici di minor capacità che servono a livellare gli eventuali residui di corrente alternata.

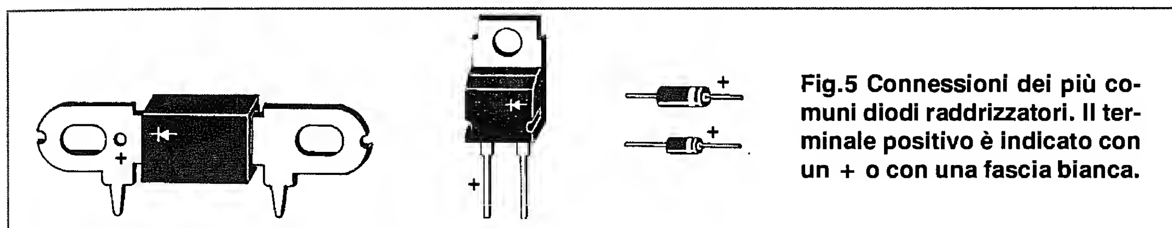


**Fig.5 Connessioni dei più comuni diodi raddrizzatori. Il terminale positivo è indicato con un + o con una fascia bianca.**

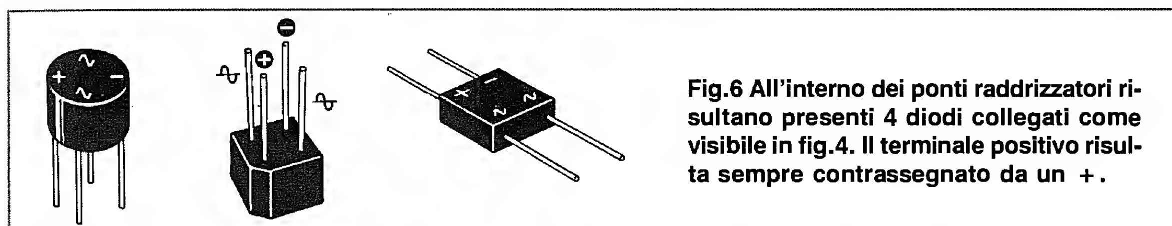


**Fig.6 All'interno dei ponti raddrizzatori risultano presenti 4 diodi collegati come visibile in fig.4. Il terminale positivo risulta sempre contrassegnato da un +.**

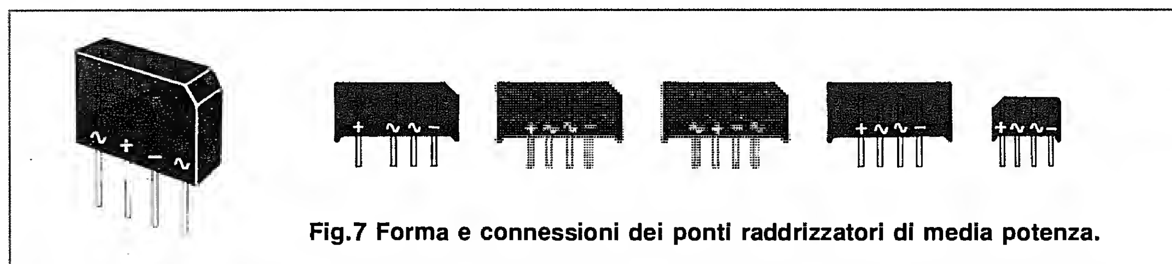


**Fig.7 Forma e connessioni dei ponti raddrizzatori di media potenza.**

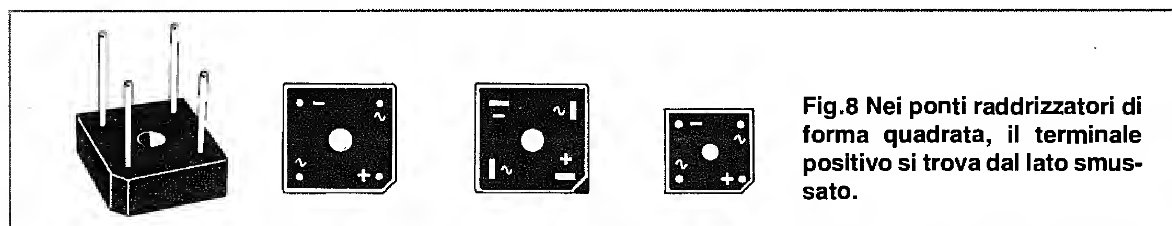


**Fig.8 Nei ponti raddrizzatori di forma quadrata, il terminale positivo si trova dal lato smussato.**

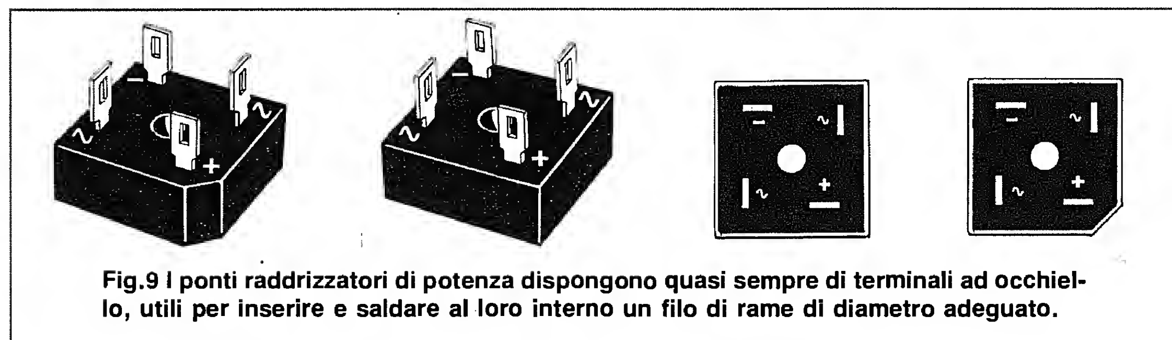
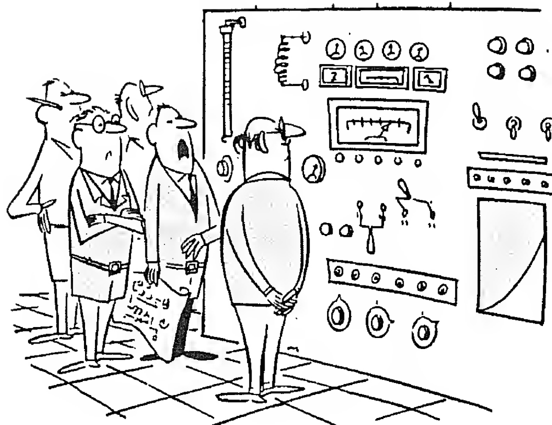


**Fig.9 I ponti raddrizzatori di potenza dispongono quasi sempre di terminali ad occhiello, utili per inserire e saldare al loro interno un filo di rame di diametro adeguato.**

# DUPLICARE TRIPLICARE QUADRUPLICARE SESTUPLICARE una TENSIONE



Quando occorrono elevate tensioni **continue** e non si dispone di trasformatori di alimentazione con un secondario idoneo a fornire la tensione richiesta, è possibile duplicare -triplicare - quadruplicare - sestuplicare la tensione alternata collegando dei **diodi raddrizzatori** come visibile negli esempi riportati in questi paragrafi.

## DUPLICATORI DI TENSIONI

Per duplicare una tensione alternata possiamo usare uno dei due schemi riportati in fig.1 e in fig.2.

La tensione che risulterà presente sull'uscita di questi duplicatori si può calcolare usando la formula:

**VCC = VAC x 1,41 x 2**

dove:
**VCC** è la tensione **continua** in uscita,
**VAC** è la tensione **alternata** sull'ingresso.

**Esempio** = Applicando sull'ingresso di un duplicatore una tensione alternata di **30 volt** avremo sull'uscita una tensione **continua** di :

**30 x 1,41 x 2 = 84,6 volt**

La tensione continua è sempre maggiore del doppio del valore della tensione **VAC**, perchè i condensatori si caricheranno sempre sul valore di **picco.**

Il valore dei condensatori da utilizzare in questo duplicatore si calcola con la formula :

**mF = (40.000 : Hz) : (VCC : mA)**

Se abbiamo un duplicatore alimentato da una tensione di rete a **50 Hz**, che eroga in uscita una tensione **VCC = 84,6 volt** e vogliamo prelevare una corrente di **100 milliAmper**, dovremo usare dei condensatori elettrolitici di capacità non inferiore a :

**(40.000 : 50) : (84,6 : 100) = 945,6 mF**

quindi potremo utilizzare dei condensatori da **1.000 microFarad.**

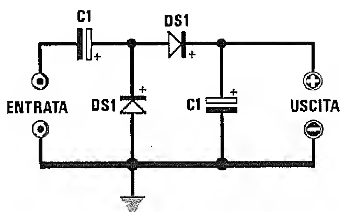



**Fig.1 Schema elettrico di un DUPLICATORE di tensione con il negativo collegato a massa.**

**Volt CC = Volt AC x 1,41 x 2**

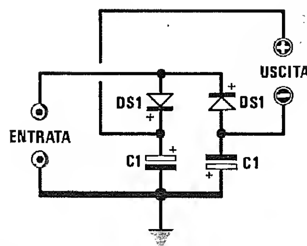



**Fig.2 Schema di un DUPLICATORE con il negativo isolato dalla massa, utile per ottenere tensioni duali.**

**Volt CC = Volt AC x 1,41 x 2**

## TRIPLICATORI DI TENSIONE

Per triplicare una tensione alternata possiamo usare uno dei due schemi riportati in fig.3 e in fig.4.

La tensione che risulterà sull'uscita del triplicatore si calcola usando la formula :

**VCC = VAC x 1,41 x 3**

dove:
**VCC** è la tensione **continua** in uscita,
**VAC** è la tensione **alternata** sull'ingresso.

**Esempio** = Applicando sull'ingresso di un triplicatore una tensione alternata di **30 volt** avremo sull'uscita una tensione **continua** di :

**30 x 1,41 x 3 = 126,9 volt**

La tensione continua è sempre maggiore del triplo del valore della tensione **VAC**, perchè i condensatori si caricheranno sempre sul valore di **picco**.

Il valore dei condensatori da utilizzare nel triplicatore si calcola con la formula :

**mF = (60.000 : Hz) : (VCC : mA)**

Se abbiamo un triplicatore alimentato da una tensione di rete a **50 Hz**, che eroga in uscita una tensione **VCC = 126,9 volt** e vogliamo prelevare una corrente di **100 milliAmper**, dovremo usare dei condensatori elettrolitici di capacità non inferiore a :

**(60.000 : 50) : (126,9 : 100) = 945,6 mF**

perciò utilizzeremo dei condensatori da **1.000 microFarad**.

I condensatori da utilizzare in questo circuito dovranno avere una tensione di lavoro pari ai volt alternati applicati sull'ingresso moltiplicati **x 2,82**.

Se sull'ingresso abbiamo applicato una tensione di **30 volt**, dovremo utilizzare dei condensatori con una tensione di lavoro di **30 x 2,82 = 84,6 volt**. Quindi potremo utilizzare dei condensatori con una tensione di **100 volt** lavoro.

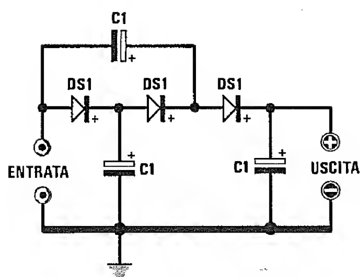



**Fig.3 Schema elettrico di un TRIPLICATORE di tensione con il negativo collegato a massa.**

**Volt CC = Volt AC x 1,41 x 3**

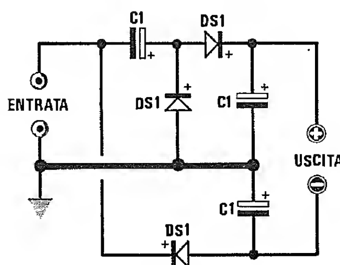



**Fig.4 Schema di un TRIPLICATORE con il negativo isolato dalla massa, utile per ottenere tensioni duali.**

**Volt CC = Volt AC x 1,41 x 3**

## QUADRUPLICATORI DI TENSIONE

Per quadruplicare una tensione alternata possiamo usare uno dei due schemi riportati in fig.5 e in fig.6.

La tensione che risulterà sull'uscita del quadruplicatore si potrà calcolare usando la formula :

**VCC = VAC x 1,41 x 4**

dove:
**VCC** è la tensione **continua** disponibile in uscita,
**VAC** è la tensione **alternata** applicata in ingresso.

**Esempio** = Applicando sull'ingresso di un quadruplicatore una tensione alternata di **30 volt** avremo sull'uscita una tensione **continua** di :

**30 x 1,41 x 4 = 169,2 volt**

La tensione continua è sempre maggiore del quadruplo del valore della tensione **VAC**, perchè i condensatori si caricheranno sempre sul valore di **picco**.

Il valore dei condensatori da utilizzare in questo quadruplicatore si calcola con la formula :

**mF = (80.000 : Hz) : (VCC : mA)**

Se abbiamo un quadruplicatore alimentato da una tensione di rete a **50 Hz**, che eroga in uscita

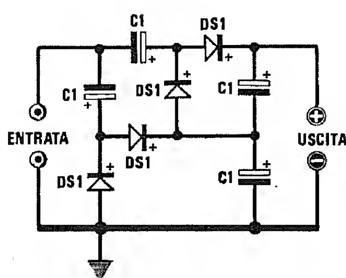



Fig.5 Schema elettrico di un QUADRUPLICATORE di tensione con il negativo collegato a massa.

**Volt CC = Volt AC x 1,41 x 4**

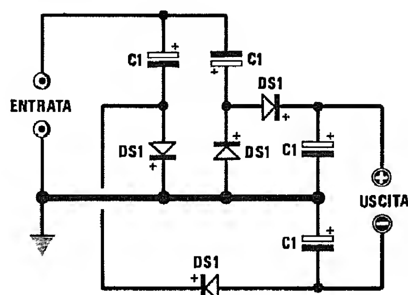



Fig.6 Schema di un QUADRUPLICATORE con il negativo isolato dalla massa, utile per ottenere tensioni duali.

**Volt CC = Volt AC x 1,41 x 4**

una tensione **VCC = 169,2 volt** e vogliamo prelevare una corrente di **100 milliAmper**, dovremo usare dei condensatori elettrolitici di capacità non inferiore a :

**(80.000 : 50) : (169,2 : 100) = 945,6 mF**

cioè ancora dei condensatori da **1.000 microFarad.**

I condensatori da utilizzare in questo circuito dovranno avere una tensione di lavoro pari ai volt alternati applicati sull'ingresso moltiplicati **x 2,82**.

Se sull'ingresso abbiamo applicato una tensione di **30 volt**, dovremo utilizzare dei condensatori con una tensione di lavoro di **30 x 2,82 = 84,6 volt**. Quindi potremo utilizzare dei condensatori con una tensione di **100 volt** lavoro.

## PER MOLTIPLICARE PIÙ DI 4 VOLTE

Volendo elevare ulteriormente il valore della tensione raddrizzata conviene utilizzare più celle **duplicatrici** (vedi fig.7).

Se applicheremo in serie due celle otterremo in uscita una tensione **quadruplicata**; se applicheremo in serie tre celle otterremo una tensione **sestuplicata**; se invece ne applicheremo in serie quattro otterremo una tensione **ottuplicata**.

La tensione presente sull'uscita di questi stadi duplicatori è determinabile mediante la formula :

**VCC = VAC x 2,82 x NC**

dove:
**VCC** è il valore della tensione **continua** disponibile in uscita,
**VAC** è il valore della tensione **alternata** applicata in ingresso,
**NC** è il numero delle celle.

Facciamo presente che la tensione continua che otterremo in uscita sarà sempre leggermente **minore** rispetto al valore calcolato perchè dovremo considerare le **cadute di tensione** introdotte dai diodi raddrizzatori o dalle perdite dei condensatori.

**Esempio** = Applicando una tensione alternata di **100 volt** in un circuito composto da **4 celle duplicatrici** (vedi fig.7) la tensione che otterremo sull'uscita sarà pari a :

**100 x 2,82 x 4 = 1.128 volt**

Considerando le cadute di tensione dei diodi potremo rilevare una tensione di soli **1.120 volt.**

Per conoscere **la corrente massima** che potremo prelevare da questi moltiplicatori di tensione potremo usare questa formula :

**mA uscita = (VAC x mA) : VCC**

Se abbiamo un trasformatore che eroga una tensione di **100 volt 90 milliAmper** non potremo alimentare con questi **1.128 volt** circuiti che assorbano più di :

**(100 x 90) : 1.128 = 7,97 mA**

**Esempio** = Se volessimo conoscere quale tensione **alternata** applicare sull'ingresso di un circuito composto da più celle duplicatrici per ottenere in uscita una tensione **continua** di valore noto, potremmo usare la formula :

**VAC = VCC : (2,82 x Numero Celle)**

Ammesso di voler ottenere in uscita una tensione di **400 volt continui**, utilizzando **4 celle dupli-**

**catrici**, dovremmo applicare sull'ingresso una tensione alternata di :

**400 : (2,82 x 4) = 35,46 volt**

Per compensare le cadute dei diodi raddrizzatori converrà applicare sull'ingresso del moltiplicatore una tensione alternata di **36 volt**.

Se invece usassimo **6 celle duplicatrici**, dovremmo applicare sull'ingresso una tensione alternata di :

**400 : (2,82 x 6) = 23,64 volt**

Per compensare le cadute dei diodi raddrizzatori converrà applicare sull'ingresso del moltiplicatore una tensione alternata di **24 volt**.

## LA CAPACITÀ dei CONDENSATORI C1

Negli schemi abbiamo segnalato il lato **positivo** dei condensatori, che dovremo ovviamente rispettare solo nei casi in cui verranno usati dei condensatori **elettrolitici**.

Per quanto concerne la scelta della capacità di questi condensatori molte pubblicazioni si limitano a consigliare condensatori di bassa capacità quando occorre prelevare in uscita **basse correnti** e condensatori di elevata capacità quando occorre prelevare in uscita **forti correnti**, senza però indicare quale valore utilizzare.

Poichè il valore della **capacità** determina la **massima corrente** prelevabile dall'uscita di questi stadi, per conoscere l'esatto valore utilizzabile dovremo usare la formula :

**microF = [(40.000 x NC) : Hz] : (VCC : mA)**

dove:
**VCC** è la tensione **continua** disponibile in uscita,
**NC** è il numero delle celle,
**Hz** è la **frequenza** alternata in Hertz,
**mA** è la massima **corrente** da prelevare.

**Esempio** = Applicando sull'ingresso di un circuito composto da **2 celle** una tensione di **100 volt** otterremo in uscita una tensione continua di :

**100 x 2,82 x 2 = 564 volt**

Conoscendo il valore della tensione **VCC** e supponendo di dover alimentare un circuito che assorbe un **massimo** di **3 milliAmper**, possiamo calcolare la **capacità** minima che occorrerà inserire nel circuito, utilizzando la formula poc'anzi riportata :

**[(40.000 x 2) : 50] : (564 : 3) = 8,5 microF**

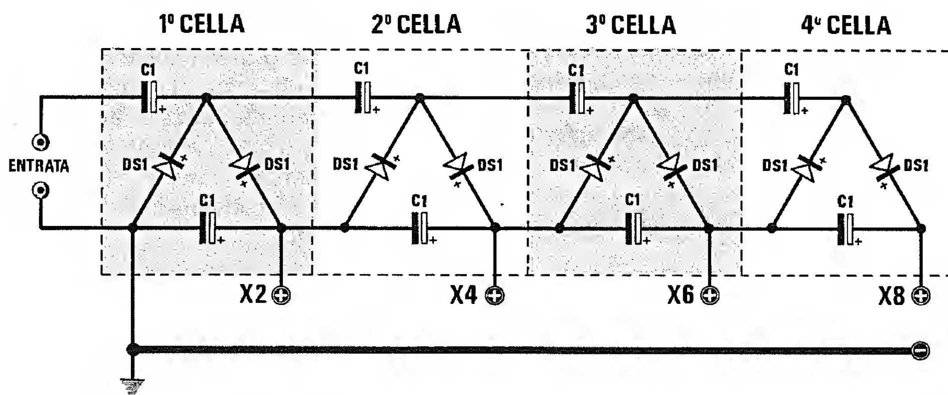



**Fig.7 Per ottenere tensioni molto elevate che potrebbero risultare necessarie per alimentare tubi Laser o Geiger, conviene utilizzare questo schema, composto da più celle DUPLICATRICI. Come spiegato nell'articolo, più alta sarà la frequenza della tensione alternata da raddrizzare e da duplicare e minore risulterà la capacità dei condensatori di accoppiamento.**

**Volt CC = Volt AC x 2,82 x Numero CELLE**
**C1 mF = [( 40.000 x NC ) : Hz ] : ( Vcc : mA )**
**mA uscita = ( Vcc x C1 mF ) : [( 40.000 x NC ) : Hz ]**

**Nota = NC è il numero delle Celle utilizzate nel circuito.**

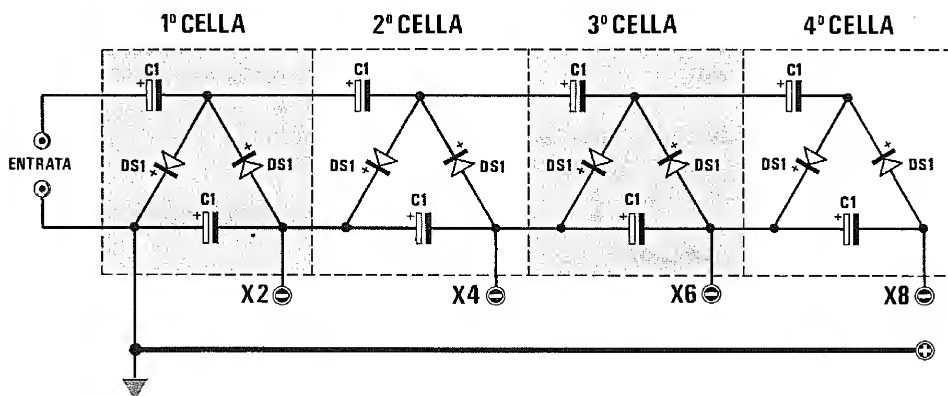



**Fig.8 Per ottenere tensioni molto elevate, ma con il POSITIVO collegato a massa, sarà sufficiente invertire la polarità di tutti i diodi raddrizzatori e quella di tutti i condensatori elettrolitici. In questi circuiti di duplicazione potrete inserire anche più stadi rispetto a quelli da noi disegnati.**

**Volt CC = Volt AC x 2,82 x Numero CELLE**
**C1 mF = [( 40.000 x NC ) : Hz ] : ( Vcc : mA )**
**mA uscita = ( Vcc x C1 mF ) : [( 40.000 x NC ) : Hz ]**

**Nota = NC è il numero delle Celle utilizzate nel circuito.**

In questo caso dobbiamo utilizzare dei condensatori di capacità **standard** superiore, cioè **10 mF**.

Se con questa tensione di **564 volt** volessimo alimentare un circuito che assorbe **50 mA** dovremmo invece utilizzare dei condensatori di capacità maggiore, cioè :

**[(40.000 x 2) : 50] : (564 : 50) = 141,8 microF**

In questo caso utilizzeremo una capacità standard superiore, ad esempio **220 microfarad**.

## SE LA CAPACITÀ È NOTA

A volte può essere necessario eseguire l'operazione inversa, cioè avendo inserito in questi stadi dei condensatori di capacità nota, potrebbe risultare utile determinare la **massima corrente** che possiamo prelevare.

Per ottenere questo dato si dovrà utilizzare la seguente formula :

**mA = (VCC x mF) : [(40.000 x NC) : Hz]**

**Esempio** = Avendo utilizzato in un circuito composto da **2 celle** dei condensatori elettrolitici da **22 microfarad**, vorremmo conoscere la corrente **massima** che potremo prelevare sapendo che sull'uscita di questo stadio sono disponibili **564 volt** :

**(564 x 22) : [(40.000 x 2) : 50] = 7,75 mA**

## CAPACITÀ e FREQUENZA

La massima corrente che possiamo prelevare sull'uscita oltre a dipendere dalla capacità del condensatore dipende anche dalla **frequenza** della tensione alternata che desideriamo duplicare - triplicare - quadruplicare o quintuplicare.

Se anzichè utilizzare una frequenza di rete a **50 Hz**, usiamo una frequenza di **30.000 Hz** generata da un oscillatore di BF, potremo notare che aumentando la frequenza si riduce notevolmente il valore della capacità del condensatore in quanto la formula rimane invariata :

**microF = [(40.000 x NC) : Hz] : (Vu : mA)**

**Esempio** = In un circuito composto da **3 celle** in grado di fornirci in uscita una tensione di **250 volt**, vorremmo conoscere il valore delle capacità da usare per prelevare in uscita **10 milliAmper** applicando sull'ingresso una tensione alternata alla frequenza di **50 Hz** oppure di **30.000 Hz** :

**[(40.000 x 3) : 50] : (250 : 10) = 96 microF**

**[(40.000 x 3) : 30.000] : (250 : 10) = 0,16 microF**

Come si può constatare, aumentando la frequenza dovremo utilizzare dei condensatori di capacità **minore**.

**Esempio** = Se con una tensione di **250 volt** ottenuta con una frequenza di **30.000 Hz** volessimo alimentare un circuito che assorbe **30 mA**, dovremmo utilizzare dei condensatori da :

**[(40.000 x 3):30.000]:(250 : 30) = 0,48 microF**

quindi potremmo usare dei condensatori al poliestere di capacità leggermente maggiore, cioè **560.000 picofarad**.

## TENSIONE LAVORO CONDENSATORE

La tensione di lavoro dei condensatori da utilizzare nei duplicatori - triplicatori - quadruplicatori ecc., non dovrà mai risultare inferiore a :

**volt AC x 2,82**

Se sull'ingresso del circuito applichiamo una tensione alternata di **100 volt**, dovremo utilizzare dei condensatori che abbiano una **tensione di lavoro** non inferiore a :

**100 x 2,82 = 282 volt**

In questo caso potremo utilizzare dei condensatori da **300 volt** lavoro.

Se sull'ingresso applicassimo invece una tensione alternata di **220 volt**, dovremmo utilizzare dei condensatori che abbiano una **tensione di lavoro** non inferiore a :

**220 x 2,82 = 620 volt**

In questo caso potremmo tranquillamente scegliere dei condensatori da **600 volt lavoro**, perchè questi possono sopportare un **10-15%** in più della tensione massima segnalata sull'involucro.

## TENSIONE DIODI RADDRIZZATORI

Anche i diodi da utilizzare in questi circuiti dovranno essere in grado di lavorare su un valore massimo di :

**volt AC x 2,82**

Se realizzate un sestuplicatore in grado di ottenere in uscita delle tensioni di qualche **migliaia** di volt, ricordatevi che tutti i valori dei diodi e dei condensatori vanno calcolati per la **tensione alternata** che applicherete sull'ingresso e non per la tensione che otterrete in uscita.

**Esempio** = Realizzando duplicatori in grado di erogare in uscita una tensione continua di **1.000 volt** e applicando sull'ingresso una tensione alternata di **120 volt**, dovremo scegliere dei diodi raddrizzatori in grado di lavorare con tensioni maggiori di :

**120 x 2,82 = 338 volt**

In questo caso potremo scegliere dei diodi da **400-500 volt** lavoro (massima tensione inversa del diodo).

## POTENZA DEL TRASFORMATORE

La potenza del trasformatore dovrà essere proporzionata al valore della tensione e della corrente che preleveremo sull'uscita dei duplicatori - triplicatori - quadruplicatori ecc.

Se da uno stadio duplicatore - triplicatore - quadruplicatore ecc., preleveremo una tensione di **500 volt** e con tale tensione alimenteremo un circuito che assorbe **45 milliAmper** pari a **0,045 Amper**, la potenza del trasformatore non dovrà mai risultare inferiore a :

**500 x 0,045 = 22,5 watt**

Se da un trasformatore provvisto di un secondario che eroga **200 volt 100 milliAmper** preleviamo questa tensione per **duplicarla**, portandola a :

**200 x 1,41 x 2 = 564 volt**

la corrente che potremo prelevare dall'uscita del duplicatore sarà di:

**mA = (VAC x mA) : VCC**
**(200 x 100) : 564 = 35,4 mA**

e di conseguenza non potremo alimentare circuiti che assorbono più di **30 milliAmper**.

Se **quadruplichiamo** questa tensione fino a:

**200 x 1,41 x 4 = 1.128 volt**

la corrente che potremo prelevare dall'uscita del quadruplicatore sarà di soli :

**(200 x 100) : 1.128 = 17,7 mA**

In pratica è consigliabile assorbire correnti minori, cioè **15-14 milliAmper**.

## TENSIONI NEGATIVE

Rovesciando la polarità dei **diodi** raddrizzatori e quella dei **condensatori elettrolitici** si otterrà in uscita una tensione **negativa** anzichè positiva, come visibile in fig.8.

# I DIODI ZENER

I diodi zener possono essere grandi quanto una resistenza da 1/4 di watt o poco di più oppure raggiungere la grandezza di un bullone, se di potenza superiore ai 5 watt.

I terminali di questi diodi vengono sempre indicati con le lettere **K** e **A** (vedi fig.1).

Il terminale **K** è il **catodo** che deve sempre essere rivolto verso la tensione **positiva**, mentre il terminale **A** è l'**anodo** che deve sempre essere rivolto verso **massa**.

Nei minuscoli diodi zener da **1/2 watt** e da **1 watt** è sempre presente una fascia **colorata** di riferimento rivolta verso il terminale **K**.

Per poter esplicare la sua funzione **stabilizzatrice** il diodo zener deve essere sempre alimentato tramite una **resistenza di caduta** il cui valore andrà calcolato in funzione della sua potenza e della tensione di alimentazione (vedi fig.2).

Per calcolare il valore ohmico della resistenza **R1** dovremo utilizzare le seguenti formule:

per i diodi zener da 1/2 watt:

**Ohm = (Vcc - Vz) : (20 + mA) x 1.000**

per i diodi zener da 1 watt:

**Ohm = (Vcc - Vz) : (30 + mA) x 1.000**

per i diodi zener da 2 watt:

**Ohm = (Vcc - Vz) : (40 + mA) : 1.000**

Dove:
**Vcc** = tensione di alimentazione;
**Vz** = tensione di lavoro del diodo zener;
**mA** = corrente in milliAmper che assorbe il circuito che dovremo alimentare con la tensione stabilizzata.

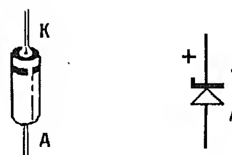



Fig.1

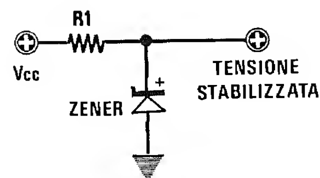



Fig.2

Per calcolare la potenza in **watt** della resistenza di caduta dovremo usare le formule riportate di seguito:

per i diodi zener da 1/2 watt:

**watt = (Vcc - Vz) x (20 + mA) : 1.000**

per i diodi zener da 1 watt:

**watt = (Vcc - Vz) x (30 + mA) : 1.000**

per i diodi zener da 2 watt:

**watt = (Vcc - Vz) x (40 + mA) : 1.000**

**Esempio** = Abbiamo a disposizione una tensione di **12 volt** da stabilizzare a **5,1 volt** tramite un diodo zener per poter alimentare un circuito che assorbe circa **10 milliAmper** e vorremmo conoscere quale valore utilizzare per la resistenza.

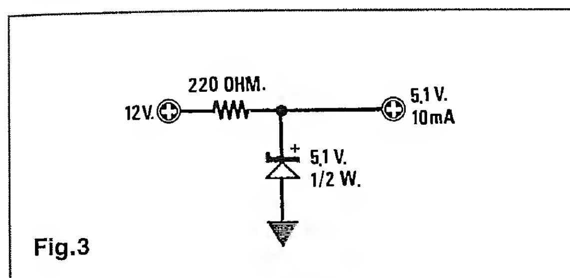


**Fig.3**

= Se utilizzeremo un diodo zener da **1/2 watt** il valore della resistenza sarà di:

**(12 - 5,1) : (20 + 10) x 1.000 = 230 ohm**

Poichè questo non è un valore **standard** potremo utilizzare quello più prossimo, cioè **220 ohm** (vedi fig.3).

= Per conoscere la potenza in watt di tale resistenza eseguiremo questa seconda operazione:

**(12 - 5,1) x (20 + 10) : 1.000 = 0,207 watt**

Poichè **0,207** è minore di **0,25 watt** (pari a 1/4 di watt) potremo usare una resistenza da **1/4 di watt.**

= Se utilizzeremo un diodo zener da **1 watt**, il valore della resistenza sarà di:

**(12 - 5,1) : (30 + 10) x 1.000 = 172 ohm**

In pratica utilizzeremo il valore **standard** di **180 ohm** oppure di **150 ohm** (vedi fig.4).

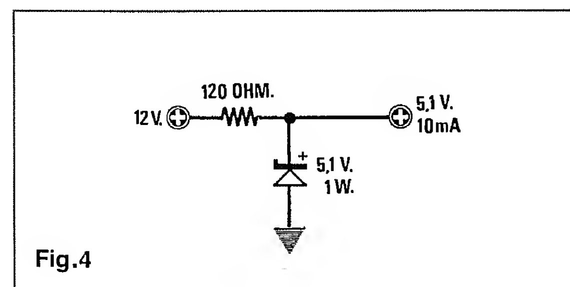


**Fig.4**

= Per conoscere la potenza in watt di tale resistenza eseguiremo questa seconda operazione:

**(12 - 5,1) x (30 + 10) : 1.000 = 0,276 watt**

Poichè **0,276** è minore di **0,5 watt** (pari a 1/2 watt) potremo usare una resistenza da **1/2** watt.

**DIODI ZENER IN SERIE**

Collegando in serie due diodi zener anche di valore **diverso** si otterrà una tensione stabilizzata pari alla somma dei due zener impiegati.

Per esempio se colleghiamo in serie un diodo zener da **5,1 volt** con uno da **7,5 volt** otterremo una tensione stabilizzata di:

**5,1 + 7,5 = 12,6 volt** (vedi fig.5).

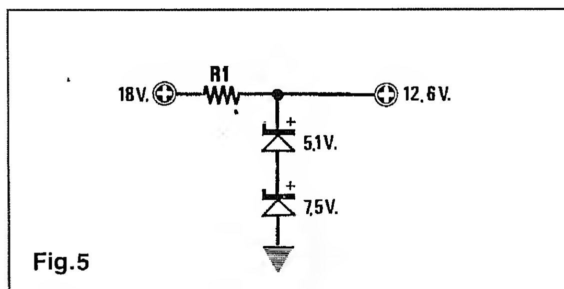


**Fig.5**

Applicando in serie più diodi zener di valore diverso potremo ottenere diverse tensioni stabilizzate.

Ad esempio se colleghiamo in serie due diodi zener, uno da **12** e uno da **7,2** volt, otteremo due tensioni stabilizzate: una pari a **19,2 volt** (12 + 7,2) e l'altra a **7,2 volt** (vedi fig.6).

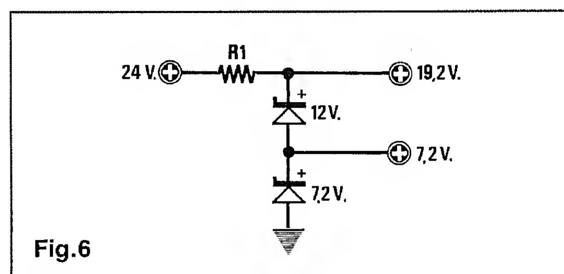


**Fig.6**

Collegando in serie quattro diodi zener tutti di identico valore, ad esempio **3,3 volt**, otterremo quattro tensioni stabilizzate a **13,2 - 9,9 - 6,6 - 3,3 volt** (vedi fig.7).

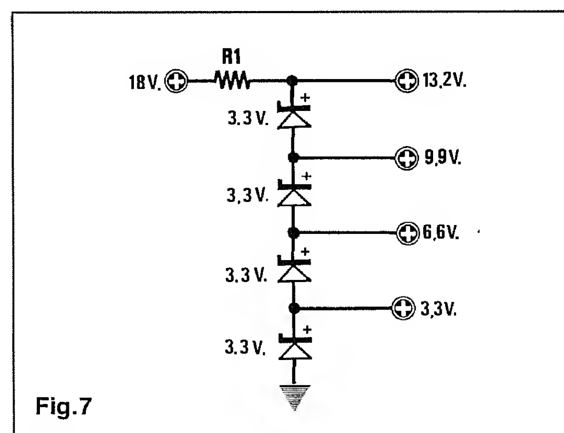


**Fig.7**

## ELEVARE IL VALORE DI ZENER

Collegando in serie ad un diodo zener un diodo al **silicio** e rivolgendo il terminale **K** in senso inverso (vedi fig.8), noi possiamo aumentare la tensione del diodo zener di **0,7 volt** per ogni diodo al silicio inserito.

Se abbiamo un diodo zener da **3,3 volt** e gli applichiamo in serie **1** diodo al silicio otterremo una tensione stabilizzata di:

**3,3 + 0,7 = 4 volt** (vedi fig.8).

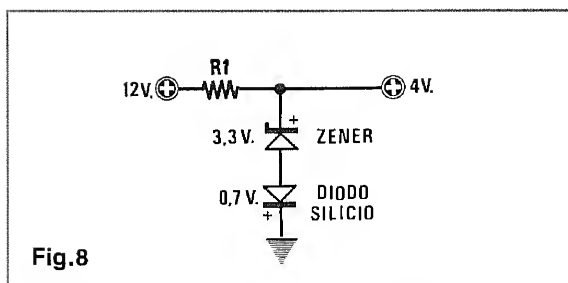


Fig.8

Se al diodo zener da **3,3 volt** applichiamo in serie **2** diodi al silicio otterremo una tensione stabilizzata di:

**3,3 + 0,7 + 0,7 = 4,7 volt** (vedi fig.9).

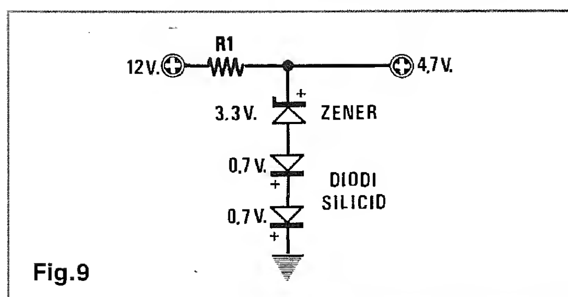


Fig.9

## DUE TENSIONI VARIABILI

Se ci dovesse servire una tensione stabilizzata **variabile** da **13** a **9 volt** potremmo utilizzare due diodi zener e collegare sui loro terminali un trimmer come visibile in fig.10.

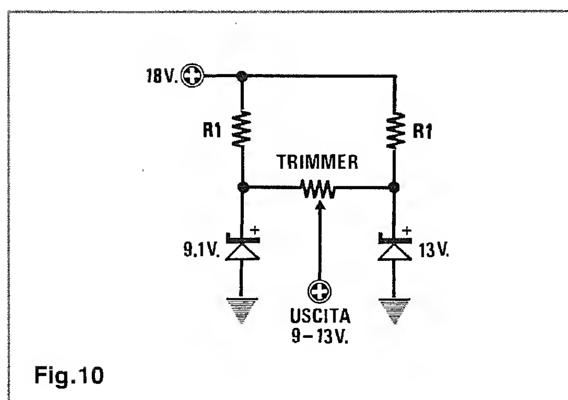


Fig.10

## SQUADRATORI DI ONDA SINUSOIDALE

Collegando in opposizione di fase due diodi (vedi fig.11) potremo trasformare un'onda sinusoidale in un'onda **quasi** quadra, il cui valore sarà pari al valore del diodo zener scelto.

Se utilizziamo due diodi zener da **3,3 volt**, otterremo una semionda quadra positiva di **3,3 volt** ed una semionda negativa di **3,3 volt.**

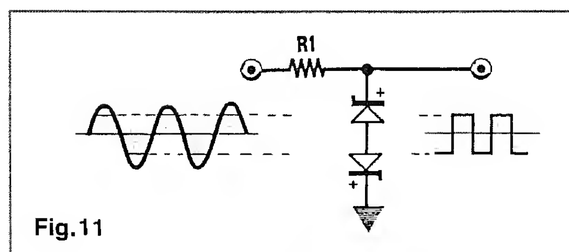
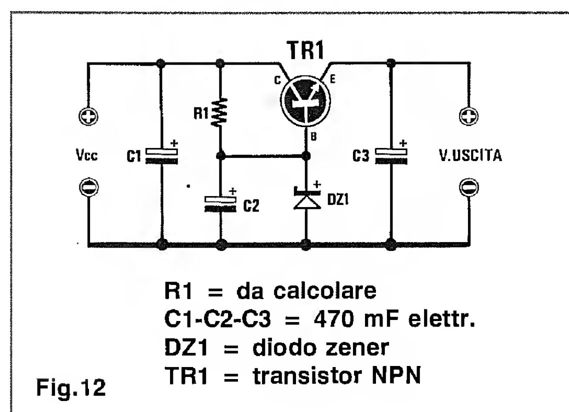


Fig.11

È importante che l'onda sinusoidale da squadrare abbia una tensione **picco/picco** superiore al valore del diodo zener e che il circuito sia alimentato tramite una resistenza di caduta (vedi R1) da **220 - 470 ohm**.

## ALIMENTATORE STABILIZZATO

Per ottenere una tensione stabilizzata in grado di erogare una corrente non superiore ad 0,8 Amper, è consigliabile pilotare la Base di un transistor NPN di media potenza, tipo BD.139 o suoi equivalenti, con la tensione stabilizzata ottenuto tramite un diodo da **1/2 watt** (vedi fig.12).



**R1 = da calcolare**
**C1-C2-C3 = 470 mF elettr.**
**DZ1 = diodo zener**
**TR1 = transistor NPN**

Fig.12

Il valore della resistenza R1 si calcolerà usando la formula:

**R1 ohm = [(Vcc-Vz) : 25] x 1.000**

Il transistor dovrà dissipare una potenza pari a:

**Watt = (Vcc - Vz) x Amper uscita**

Per evitare che il transistor si danneggi irrimediabilmente, è assolutamente necessario applicarlo sopra ad un'aletta di raffreddamento.

## TABELLA EQUIVALENZE DIODI ZENER

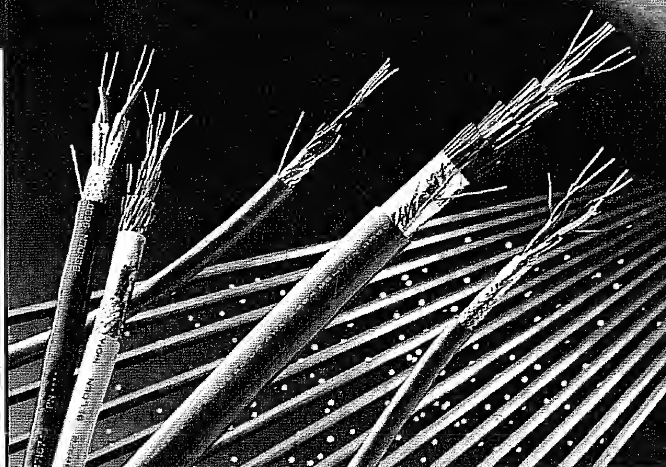
| VOLT | ZENER da 1/2 Watt | | | ZENER da 1 Watt | | | TENSIONI |
|---|---|---|---|---|---|---|---|
| 2,4 | BZX.79.C2V4 | 1N.5222 | 1N.4370 | BZX.85.C2V4 | .......... | .......... | 2,3 - 2,6 |
| 2,7 | BZX.79.C2V7 | 1N.5223 | 1N.4371 | BZX.85.C2V7 | .......... | .......... | 2,5 - 2,9 |
| 3,0 | BZX.79.C3V0 | 1N.5225 | 1N.4372 | BZX.85.C3V0 | .......... | .......... | 2,8 - 3,2 |
| 3,3 | BZX.79.C3V3 | 1N.5226 | 1N.746 | BZX.85.C3V3 | .......... | 1N.4728 | 3,1 - 3,5 |
| 3,6 | BZX.79.C3V6 | 1N.5227 | 1N.747 | BZX.85.C3V6 | .......... | 1N.4729 | 3,4 - 3,8 |
| 3,9 | BZX.79.C3V9 | 1N.5228 | 1N.748 | BZX.85.C3V9 | .......... | 1N.4730 | 3,7 - 4,1 |
| 4,3 | BZX.79.C4V3 | 1N.5229 | 1N.749 | BZX.85.C4V3 | .......... | 1N.4731 | 4,0 - 4,6 |
| 4,7 | BZX.79.C4V7 | 1N.5230 | 1N.750 | BZX.85.C4V7 | .......... | 1N.4732 | 4,5 - 5,0 |
| 5,1 | BZX.79.C5V1 | 1N.5231 | 1N.751 | BZX.85.C5V1 | .......... | 1N.4733 | 4,8 - 5,4 |
| 5,6 | BZX.79.C5V6 | 1N.5232 | 1N.752 | BZX.85.C5V6 | .......... | 1N.4734 | 5,2 - 6,0 |
| 6,2 | BZX.79.C6V2 | 1N.5234 | 1N.753 | BZX.85.C6V2 | .......... | 1N.4735 | 5,8 - 6,6 |
| 6,8 | BZX.79.C6V8 | 1N.5235 | 1N.957 | BZX.85.C6V8 | 1N.3016 | 1N.4736 | 6,4 - 7,2 |
| 7,5 | BZX.79.C7V5 | 1N.5236 | 1N.958 | BZX.85.C7V5 | 1N.3017 | 1N.4737 | 7,0 - 7,9 |
| 8,2 | BZX.79.C8V2 | 1N.5237 | 1N.959 | BZX.85.C8V2 | 1N.3018 | 1N.4738 | 7,7 - 8,7 |
| 9,1 | BZX.79.C9V1 | 1N.5239 | 1N.960 | BZX.85.C9V1 | 1N.3019 | 1N.4739 | 8,5 - 9,6 |
| 10,0 | BZX.79.C10 | 1N.5240 | 1N.961 | BZX.85.C10 | 1N.3020 | 1N.4740 | 9,4 - 10,6 |
| 11,0 | BZX.79.C11 | 1N.5241 | 1N.962 | BZX.85.C11 | 1N.3021 | 1N.4741 | 10,4 - 11,6 |
| 12,0 | BZX.79.C12 | 1N.5242 | 1N.963 | BZX.85.C12 | 1N.3022 | 1N.4742 | 11,4 - 12,7 |
| 13,0 | BZX.79.C13 | 1N.5243 | 1N.964 | BZX.85.C13 | 1N.3023 | 1N.4743 | 12,4 - 14,1 |
| 15,0 | BZX.79.C15 | 1N.5245 | 1N.965 | BZX.85.C15 | 1N.3024 | 1N.4744 | 13,8 - 15,6 |
| 16,0 | BZX.79.C16 | 1N.5246 | 1N.966 | BZX.85.C16 | 1N.3025 | 1N.4745 | 15,3 - 17,1 |
| 18,0 | BZX.79.C18 | 1N.5248 | 1N.967 | BZX.85.C18 | 1N.3026 | 1N.4746 | 16,8 - 19,1 |
| 20,0 | BZX.79.C20 | 1N.5250 | 1N.968 | BZX.85.C20 | 1N.3027 | 1N.4747 | 18,8 - 21,2 |
| 22,0 | BZX.79.C22 | 1N.5251 | 1N.969 | BZX.85.C22 | 1N.3028 | 1N.4748 | 20,8 - 23,3 |
| 24,0 | BZX.79.C24 | 1N.5252 | 1N.970 | BZX.85.C24 | 1N.3029 | 1N.4749 | 22,8 - 25,6 |
| 27,0 | BZX.79.C27 | 1N.5254 | 1N.971 | BZX.85.C27 | 1N.3030 | 1N.4750 | 25,1 - 28,9 |
| 30,0 | BZX.79.C30 | 1N.5256 | 1N.972 | BZX.85.C30 | 1N.3031 | 1N.4751 | 28,0 - 32,0 |
| 33,0 | BZX.79.C33 | 1N.5257 | 1N.973 | BZX.85.C33 | 1N.3032 | 1N.4752 | 31,0 - 35,0 |
| 36,0 | BZX.79.C36 | 1N.5258 | 1N.974 | BZX.85.C36 | 1N.3033 | 1N.4753 | 34,0 - 38,0 |
| 39,0 | BZX.79.C39 | 1N.5259 | 1N.975 | BZX.85.C39 | 1N.3034 | 1N.4754 | 37,0 - 41,0 |
| 43,0 | BZX.79.C43 | 1N.5260 | 1N.976 | BZX.85.C43 | 1N.3035 | 1N.4755 | 40,0 - 46,0 |
| 47,0 | BZX.79.C47 | 1N.5261 | 1N.977 | BZX.85.C47 | 1N.3036 | 1N.4756 | 44,0 - 50,0 |
| 51,0 | BZX.79.C51 | 1N.5262 | 1N.978 | BZX.85.C51 | 1N.3037 | 1N.4757 | 48,0 - 54,0 |
| 56,0 | BZX.79.C56 | 1N.5263 | 1N.979 | BZX.85.C56 | 1N.3038 | 1N.4758 | 52,0 - 60,0 |
| 62,0 | BZX.79.C62 | 1N.5265 | 1N.980 | BZX.85.C62 | 1N.3039 | 1N.4759 | 58,0 - 66,0 |



Nota = Nella **prima** colonna di sinistra abbiamo riportato il valore di **tensione** che questi diodi zener dovrebbero teoricamente stabilizzare. Nell'**ultima** colonna di destra abbiamo riportato i valori di **tensione minima e massima** che in pratica questi diodi possono stabilizzare a causa delle loro **tolleranze.** Pertanto se inserendo in un circuito un diodo zener da **12 volt**, otterrete delle tensioni stabilizzate di **11,4-11,5-11,6 volt** o di **12,5-12,6-12,7 volt**, sappiate che questi valori rientrano nella sua tolleranza e quindi nella normalità.
I diodi zener con sigle che iniziano con **BZX.55** o **BZX.83** hanno caratteristiche similari ai diodi zener con sigle **BZX.79**.

# DIAMETRO filo RAME e CORRENTE MASSIMA

| Codice AWG | Codice SWG | Codice BWG | Diametro in mm |
|---|---|---|---|
| | | 00 | 9,65 |
| 00 | | | 9,27 |
| | | 0 | 8,64 |
| 0 | | | 8,25 |
| | | 1 | 7,62 |
| 1 | 1 | | 7,35 |
| | | 2 | 7,21 |
| | 2 | | 6,85 |
| 2 | 3 | 3 | 6,54 |
| | | 4 | 6,05 |
| 3 | 4 | | 5,83 |
| | | 5 | 5,49 |
| 4 | 5 | 6 | 5,19 |
| | 6 | | 4,85 |
| | | 7 | 4,57 |
| 5 | 7 | | 4,62 |
| | | 8 | 4,19 |
| 6 | 8 | | 4,11 |
| | | 9 | 3,76 |
| 7 | 9 | | 3,66 |
| | 10 | | 3,40 |
| 8 | 10 | | 3,26 |
| | | 11 | 3,05 |
| 9 | 11 | | 2,91 |
| | | 12 | 2,77 |
| 10 | 12 | | 2,59 |
| | | 13 | 2,41 |
| 11 | 13 | | 2,30 |
| | | 14 | 2,11 |
| 12 | 14 | | 2,05 |
| 13 | 15 | 15 | 1,83 |
| 14 | 16 | 16 | 1,63 |
| 15 | 17 | 17 | 1,45 |
| 16 | 18 | | 1,29 |
| | | 18 | 1,24 |
| 17 | | | 1,15 |
| | | 19 | 1,07 |
| 18 | 19 | | 1,02 |
| 19 | 20 | 20 | 0,90 |
| 20 | 21 | 21 | 0,81 |
| 21 | 22 | 22 | 0,72 |
| 22 | 23 | 23 | 0,64 |
| 23 | 24 | 26 | 0,57 |
| 24 | 25 | 25 | 0,51 |
| 25 | 26 | 26 | 0,45 |
| 26 | 27 | 27 | 0,40 |
| | 28 | | 0,39 |
| 27 | 29 | 28 | 0,36 |
| 28 | 30 | 29 | 0,32 |
| | | 30 | 0,30 |
| 29 | 31 | | 0,29 |
| | 32 | | 0,28 |
| 30 | 33 | 31 | 0,25 |
| 31 | 34 | | 0,23 |
| | 35 | 32 | 0,22 |
| 32 | 36 | 33 | 0,20 |
| 33 | 37 | 34 | 0,18 |
| 34 | 38 | | 0,16 |
| 35 | 39 | | 0,14 |
| 36 | 40 | 35 | 0,13 |
| 37 | 41 | | 0,11 |
| 38 | 42 | 36 | 0,10 |
| 39 | 43 | | 0,09 |
| 40 | 44 | | 0,08 |



Per alimentare una qualsiasi apparecchiatura con una tensione prelevata da una batteria o da un alimentatore, occorrerà utilizzare un filo di rame di **diametro** adeguato per evitare inutili cadute di tensione ed un surriscaldamento del filo.

Nella prima colonna della tabella riportata sulla pagina di **destra** troviamo il **diametro** del filo, poi la resistenza **ohmica x metro** ed infine tre colonne con indicata la **corrente massima** che possiamo far scorrere sul filo, prendendo come valori base **2 - 2,5 - 3 Amper** per **millimetro quadrato**.

I valori riportati nella colonna dei **2 Amper** si scelgono quando è necessario ridurre al minimo le cadute di tensione, come ad esempio per collegare **casse acustiche Hi-Fi** senza modificare l'impedenza di carico ed ottenere così un'attenuazione della potenza d'uscita.

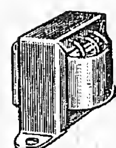
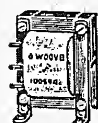
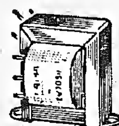
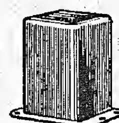
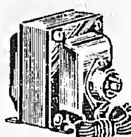
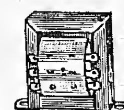
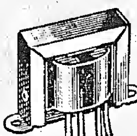
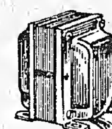
I valori riportati nella colonna dei **2,5 Amper** si scelgono per **i** normali collegamenti, perchè la corrente riportata influirà sul filo di rame senza surriscaldarlo.

L'ultima colonna, quella dei **3 Amper**, riporta il valore massimo di **corrente** che è possibile far scorrere nel filo, e a questo proposito vi diciamo che quasi tutti i Costruttori di trasformatori di alimentazione preferiscono utilizzare questa colonna anzichè quella dei **2,5 Amper**, che rappresenterebbe il valore **ideale**.

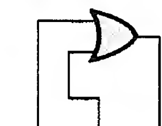
Nella tabella di **sinistra** riportiamo i diametri in **millimetri** dei conduttori elettrici in rame corrispondenti al codice americano **A.W.G.** e a quelli inglesi **S.W.G.** e **B.W.G.**.

Poichè i diametri americani ed inglesi non corrispondono esattamente ai nostri diametri **decimali**, vi suggeriamo di scegliere quello più prossimo in eccesso.

| Diametro mm | Sezione mm² | Resistenza ohm/m | Corrente massima in A per millimetro quadrato 2 A | 2,5 A | 3 A |
|---|---|---|---|---|---|
| 0,05 | 0,001 | 9,500 | 0,004 | 0,005 | 0,006 |
| 0,06 | 0,002 | 6,310 | 0,006 | 0,007 | 0,009 |
| 0,07 | 0,003 | 4,560 | 0,008 | 0,010 | 0,012 |
| 0,08 | 0,005 | 3,500 | 0,010 | 0,012 | 0,015 |
| 0,09 | 0,006 | 2,760 | 0,012 | 0,015 | 0,018 |
| 0,10 | 0,008 | 2,220 | 0,016 | 0,020 | 0,024 |
| 0,11 | 0,009 | 1,840 | 0,018 | 0,025 | 0,027 |
| 0,12 | 0,011 | 1,550 | 0,022 | 0,027 | 0,033 |
| 0,13 | 0,013 | 1,318 | 0,024 | 0,031 | 0,037 |
| 0,14 | 0,015 | 1,185 | 0,030 | 0,038 | 0,046 |
| 0,15 | 0,018 | 0,990 | 0,036 | 0,045 | 0,054 |
| 0,16 | 0,020 | 0,814 | 0,040 | 0,050 | 0,060 |
| 0,17 | 0,022 | 0,726 | 0,046 | 0,057 | 0,069 |
| 0,18 | 0,025 | 0,685 | 0,050 | 0,062 | 0,075 |
| 0,19 | 0,028 | 0,664 | 0,057 | 0,071 | 0,086 |
| 0,20 | 0,032 | 0,657 | 0,064 | 0,080 | 0,096 |
| 0,22 | 0,038 | 0,460 | 0,076 | 0,095 | 0,114 |
| 0,25 | 0,049 | 0,357 | 0,098 | 0,122 | 0,147 |
| 0,28 | 0,062 | 0,285 | 0,124 | 0,155 | 0,186 |
| 0,30 | 0,070 | 0,248 | 0,142 | 0,176 | 0,213 |
| 0,32 | 0,080 | 0,218 | 0,160 | 0,200 | 0,240 |
| 0,35 | 0,096 | 0,182 | 0,192 | 0,240 | 0,288 |
| 0,38 | 0,113 | 0,154 | 0,226 | 0,290 | 0,339 |
| 0,40 | 0,126 | 0,139 | 0,252 | 0,315 | 0,378 |
| 0,42 | 0,138 | 0,129 | 0,278 | 0,347 | 0,417 |
| 0,45 | 0,159 | 0,110 | 0,318 | 0,395 | 0,477 |
| 0,48 | 0,181 | 0,098 | 0,362 | 0,452 | 0,545 |
| 0,50 | 0,196 | 0,089 | 0,392 | 0,490 | 0,590 |
| 0,55 | 0,238 | 0,074 | 0,476 | 0,590 | 0,714 |
| 0,60 | 0,283 | 0,062 | 0,566 | 0,710 | 0,850 |
| 0,65 | 0,332 | 0,053 | 0,664 | 0,848 | 0,996 |
| 0,70 | 0,385 | 0,046 | 0,770 | 0,960 | 1,155 |
| 0,75 | 0,442 | 0,040 | 0,884 | 1,200 | 1,226 |
| 0,80 | 0,503 | 0,035 | 1,006 | 1,250 | 1,509 |
| 0,85 | 0,567 | 0,031 | 1,134 | 1,420 | 1,700 |
| 0,90 | 0,636 | 0,028 | 1,272 | 1,560 | 1,908 |
| 0,95 | 0,709 | 0,025 | 1,418 | 1,750 | 2,127 |
| 1,00 | 0,785 | 0,022 | 1,570 | 1,960 | 2,355 |
| 1,05 | 0,866 | 0,020 | 1,743 | 2,182 | 2,616 |
| 1,10 | 0,950 | 0,018 | 1,916 | 2,405 | 2,877 |
| 1,15 | 1,039 | 0,017 | 2,089 | 2,627 | 3,138 |
| 1,20 | 1,131 | 0,016 | 2,262 | 2,850 | 3,400 |
| 1,25 | 1,227 | 0,014 | 2,458 | 3,081 | 3,675 |
| 1,30 | 1,327 | 0,014 | 2,654 | 3,312 | 3,950 |
| 1,35 | 1,431 | 0,012 | 2,866 | 3,577 | 4,285 |
| 1,40 | 1,539 | 0,011 | 3,079 | 3,843 | 4,620 |
| 1,45 | 1,651 | 0,010 | 3,306 | 4,121 | 4,950 |
| 1,50 | 1,767 | 0,010 | 3,534 | 4,400 | 5,280 |
| 1,55 | 1,887 | 0,009 | 3,777 | 4,710 | 5,665 |
| 1,60 | 2,011 | 0,009 | 4,020 | 5,020 | 6,050 |
| 1,65 | 2,138 | 0,008 | 4,260 | 5,335 | 6,415 |
| 1,70 | 2,270 | 0,008 | 4,500 | 5,650 | 6,780 |
| 1,75 | 2,405 | 0,008 | 4,795 | 6,175 | 7,207 |
| 1,80 | 2,545 | 0,007 | 5,090 | 6,700 | 7,635 |
| 1,90 | 2,835 | 0,007 | 5,685 | 7,160 | 8,536 |
| 2,00 | 3,142 | 0,007 | 6,284 | 7,800 | 9,426 |
| 2,10 | 3,464 | 0,006 | 6,967 | 8,640 | 10,413 |
| 2,20 | 3,801 | 0,006 | 7,650 | 9,480 | 11,400 |
| 2,30 | 4,155 | 0,006 | 8,320 | 10,400 | 12,500 |
| 2,40 | 4,524 | 0,005 | 9,000 | 11,300 | 13,400 |
| 2,50 | 4,909 | 0,004 | 9,818 | 12,200 | 14,727 |
| 2,60 | 5,309 | 0,004 | 10,600 | 13,200 | 15,950 |
| 2,70 | 5,726 | 0,003 | 11,210 | 13,950 | 16,825 |
| 2,80 | 6,158 | 0,003 | 11,820 | 14,700 | 17,700 |
| 2,90 | 6,605 | 0,003 | 13,116 | 16,100 | 19,453 |
| 3,00 | 7,069 | 0,003 | 14,413 | 17,500 | 21,207 |
| 3,20 | 8,038 | 0,003 | 16,000 | 20,000 | 24,000 |
| 3,40 | 9,074 | 0,003 | 18,200 | 22,700 | 27,200 |
| 3,50 | 9,616 | 0,002 | 19,100 | 23,800 | 28,700 |

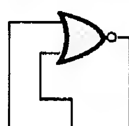









# TAVOLA VERITÀ PORTE logiche TTL e C-MOS



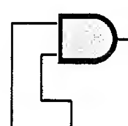
| | | |
|---|---|---|
| 0 | 0 | 0 |
| 0 | 1 | 1 |
| 1 | 0 | 1 |
| 1 | 1 | 1 |

OR



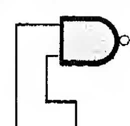
| | | |
|---|---|---|
| 0 | 0 | 1 |
| 0 | 1 | 0 |
| 1 | 0 | 0 |
| 1 | 1 | 0 |

NOR



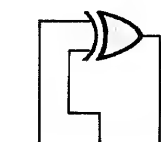
| | | |
|---|---|---|
| 0 | 0 | 0 |
| 0 | 1 | 0 |
| 1 | 0 | 0 |
| 1 | 1 | 1 |

AND



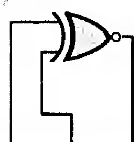
| | | |
|---|---|---|
| 0 | 0 | 1 |
| 0 | 1 | 1 |
| 1 | 0 | 1 |
| 1 | 1 | 0 |

NAND



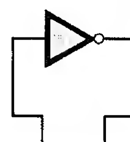
| | | |
|---|---|---|
| 0 | 0 | 0 |
| 0 | 1 | 1 |
| 1 | 0 | 1 |
| 1 | 1 | 0 |

OR ESCL.



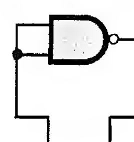
| | | |
|---|---|---|
| 0 | 0 | 1 |
| 0 | 1 | 0 |
| 1 | 0 | 0 |
| 1 | 1 | 1 |

NOR ESCL.



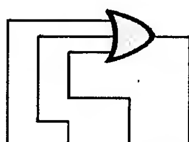
| | |
|---|---|
| 0 | 1 |
| 1 | 0 |
| 0 | 1 |
| 1 | 0 |

INVERTER



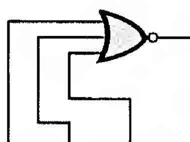
| | |
|---|---|
| 0 | 1 |
| 1 | 0 |
| 0 | 1 |
| 1 | 0 |

INVERTER



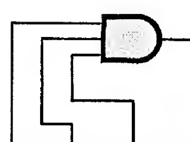
| | | | |
|---|---|---|---|
| 0 | 0 | 0 | 0 |
| 0 | 0 | 1 | 1 |
| 0 | 1 | 0 | 1 |
| 0 | 1 | 1 | 1 |
| 1 | 0 | 0 | 1 |
| 1 | 0 | 1 | 1 |
| 1 | 1 | 0 | 1 |
| 1 | 1 | 1 | 1 |

OR



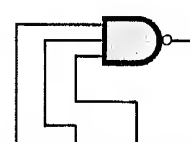
| | | | |
|---|---|---|---|
| 0 | 0 | 0 | 1 |
| 0 | 0 | 1 | 0 |
| 0 | 1 | 0 | 0 |
| 0 | 1 | 1 | 0 |
| 1 | 0 | 0 | 0 |
| 1 | 0 | 1 | 0 |
| 1 | 1 | 0 | 0 |
| 1 | 1 | 1 | 0 |

NOR



| | | | |
|---|---|---|---|
| 0 | 0 | 0 | 0 |
| 0 | 0 | 1 | 0 |
| 0 | 1 | 0 | 0 |
| 0 | 1 | 1 | 0 |
| 1 | 0 | 0 | 0 |
| 1 | 0 | 1 | 0 |
| 1 | 1 | 0 | 0 |
| 1 | 1 | 1 | 1 |

AND



| | | | |
|---|---|---|---|
| 0 | 0 | 0 | 1 |
| 0 | 0 | 1 | 1 |
| 0 | 1 | 0 | 1 |
| 0 | 1 | 1 | 1 |
| 1 | 0 | 0 | 1 |
| 1 | 0 | 1 | 1 |
| 1 | 1 | 0 | 1 |
| 1 | 1 | 1 | 0 |

NAND

Nella pagina accanto potete vedere la tavola della verità delle porte logiche **OR - NOR - AND - NAND - OR ESCLUSIVO - NOR ESCLUSIVO - INVERTER**.

**livello logico 0** equivale a una tensione nulla (può essere indicato anche come livello logico **L**, cioè Low);

**livello logico 1** equivale a massima tensione positiva (può essere indicato anche come livello logico **H**, cioè Higth).

A questo punto occorre fare una precisazione perchè i **livelli logici 0-1** degli integrati **TTL**, cioè tutti gli **SN74** (SN7411 - SN7416 - SN7426 - SN7437) non sono equivalenti ai **livelli logici 0-1** degli integrati **C/MOS**, cioè tutti i **CD40** (CD4011 - CD4093 - CD40106 - CD4069).

Gli integrati **TTL** e gli **HCT/Mos** che possono essere alimentati solo con tensioni comprese tra i **4,5 volt** e i **5,5 volt**, riconoscono come livello **logico 0** qualsiasi tensione **minore di 0,5 volt** e come livello **logico 1** qualsiasi tensione **maggiore di 2,5 volt** (vedi fig.1).

In pratica, per evitare delle condizioni di instabilità, è consigliabile applicare sull'ingresso del livello **logico 1** una tensione che non risulti mai minore di **2,5 volt**.

Questi integrati erogheranno in **uscita** per il **livello logico 0** una tensione minore di 0,5 volt, mentre per il **livello logico 1** una tensione di circa 5 volt.

Gli integrati **C/Mos**, che possono essere alimentati con tensioni comprese tra i **3** e i **18 volt**, riconoscono come livello **logico 0** una tensione il cui valore risulti **minore di 1/3** della tensione di alimentazione e come livello **logico 1** una tensione il cui valore sia **maggiore di 2/3** rispetto a quello di alimentazione (vedi fig.2).

Questo significa che se l'integrato C/Mos viene alimentato con una tensione di **4 volt**, i due livelli logici da applicare sugli **ingressi** dovranno essere:

**Livello logico 0 = (4 : 3) x 1 = 1,3 volt**
**Livello logico 1 = (4 : 3) x 2 = 2,7 volt**

Se lo stesso integrato verrà alimentato a **15 volt**, i due livelli logici da applicare sugli **ingressi** potranno invece raggiungere questi due diversi valori :

**Livello logico 0 = (15 : 3) x 1 = 5 volt**
**Livello logico 1 = (15 : 3) x 2 = 10 volt**

Con qualsiasi valore intermedio tra questi minimi e massimi (vedi fig.2) un C/Mos risulterebbe instabile, non consentendo il corretto funzionamento del circuito che dovrebbe pilotare.

L'**uscita** di un C/Mos, contrariamente a quanto avviene per l'ingresso, erogherà :

**Livello logico 0 = 0,1 volt**
**Livello logico 1 = volt uguale alimentazione.**

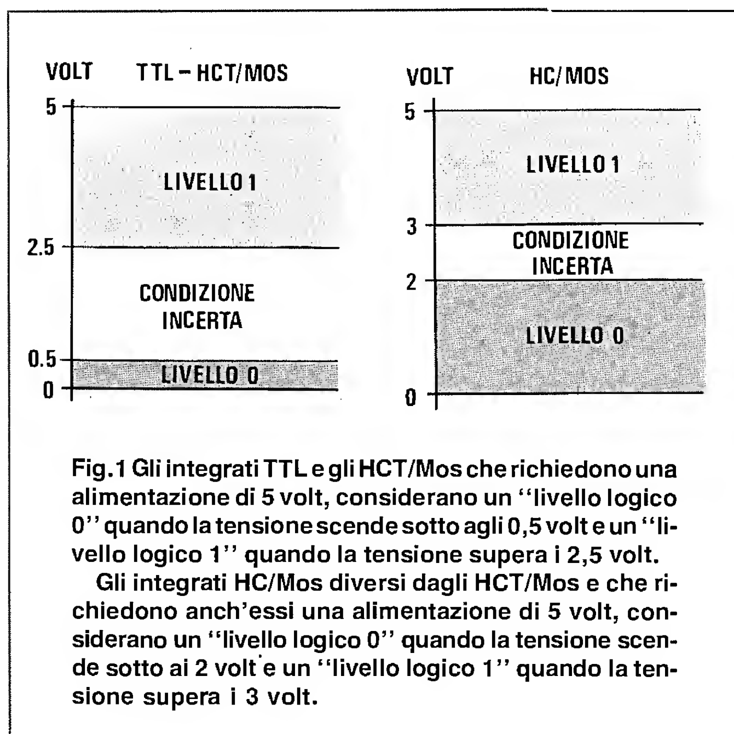



**Fig.1 Gli integrati TTL e gli HCT/Mos che richiedono una alimentazione di 5 volt, considerano un "livello logico 0" quando la tensione scende sotto agli 0,5 volt e un "livello logico 1" quando la tensione supera i 2,5 volt.**
**Gli integrati HC/Mos diversi dagli HCT/Mos e che richiedono anch'essi una alimentazione di 5 volt, considerano un "livello logico 0" quando la tensione scende sotto ai 2 volt e un "livello logico 1" quando la tensione supera i 3 volt.**

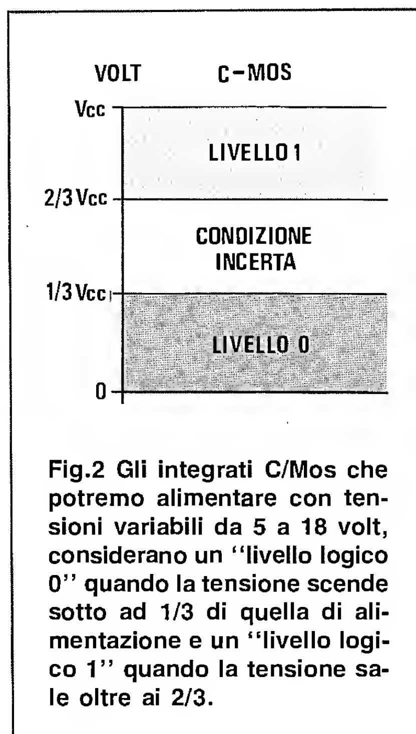



**Fig.2 Gli integrati C/Mos che potremo alimentare con tensioni variabili da 5 a 18 volt, considerano un "livello logico 0" quando la tensione scende sotto ad 1/3 di quella di alimentazione e un "livello logico 1" quando la tensione sale oltre ai 2/3.**

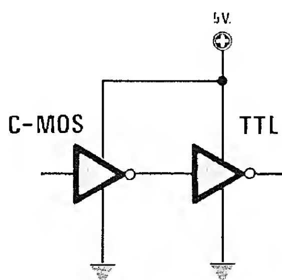
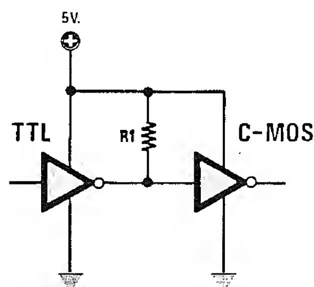



**Fig.3 Non risultando compatibili i livelli logici di un C/Mos con quelli di un TTL, volendo collegare l'uscita di un C/Mos ad un ingresso TTL, la soluzione più semplice è quella di alimentare il C/Mos con la stessa tensione dei 5 volt utilizzata per il TTL.**

**Fig.4 Se dovessimo invece collegare l'uscita di un TTL all'ingresso di un C/Mos, non sarebbe ancora sufficiente alimentare quest'ultimo con la stessa tensione del TTL, infatti dovremmo necessariamente aggiungere tra l'uscita TTL e il positivo di alimentazione una resistenza da 1.000 ohm (vedi R1).**



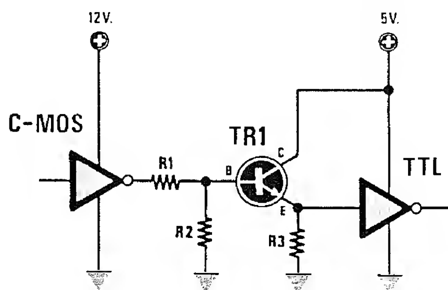



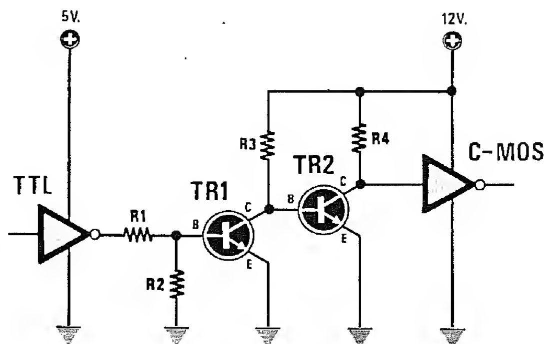

**Fig.5 Se non fosse possibile alimentare il C/Mos a 5 volt, dovremmo necessariamente realizzare una piccola interfaccia utilizzando un transistor NPN tipo 2N2222 o similare.**

**TR1 = NPN tipo 2N2222**
**R1 = 10.000 ohm**
**R2 = 12.000 ohm**
**R3 = 330 ohm**

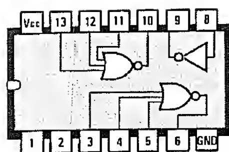


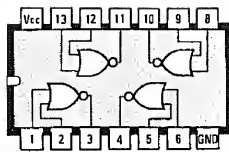
**Fig.6 Nel caso inverso, per pilotare dei C/Mos che funzionino a 12-18 volt con un integrato TTL, dovremmo realizzare questa interfaccia, che utilizza due transistor tipo NPN.**

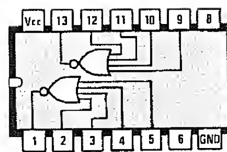
**TR1 = NPN tipo 2N2222**
**TR2 = NPN tipo 2N2222**
**R1 = 1.000 ohm**
**R2 = 3.300 ohm**
**R3 = 3.300 ohm**
**R4 = 1.000 ohm**

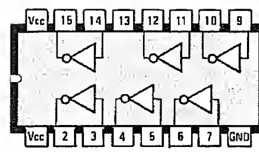


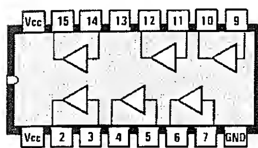
# CONNESSIONI PORTE LOGICHE C-MOS

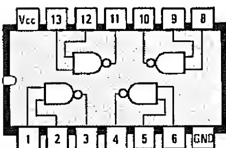

4000

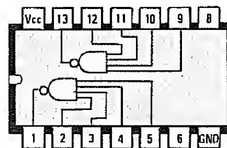

4001

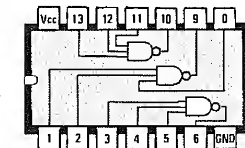

4002

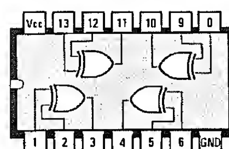

4009

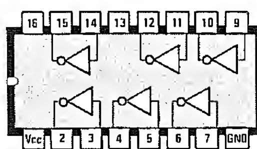

4010

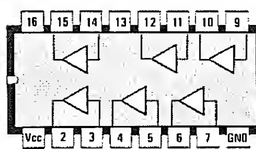

4011

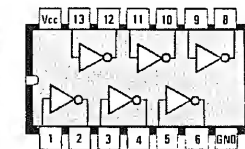

4012


4023

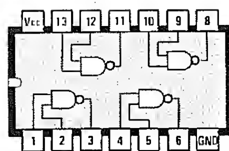

4030

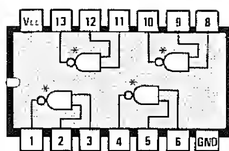

4049

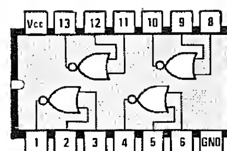

4050

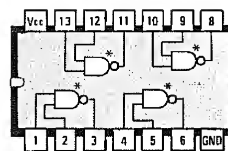

4069

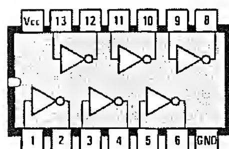
# CONNESSIONI PORTE LOGICHE TTL

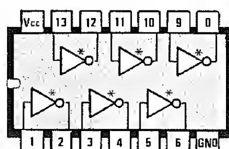

7400

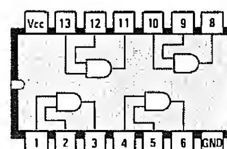

7401

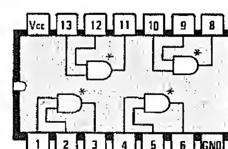

7402

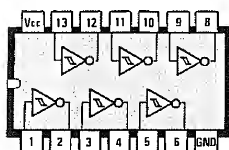

7403

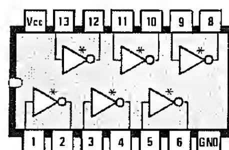

7404

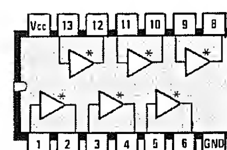

7405 – 7406

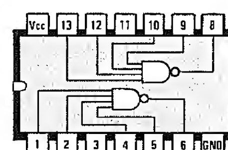

7408

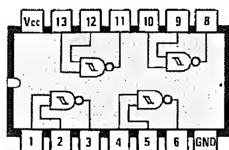

7409

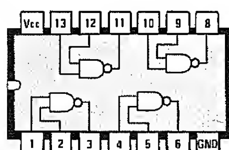

7414 – 7419

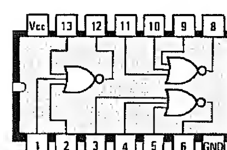

7416

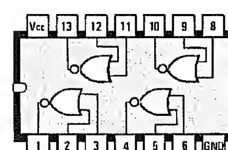

7417


7420

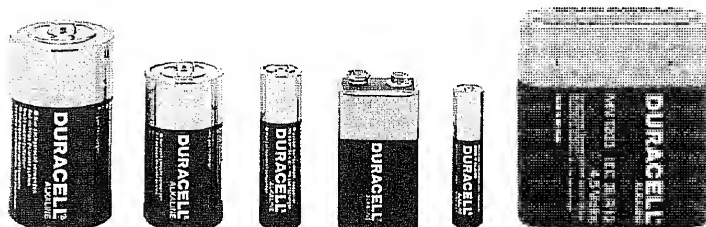

7424

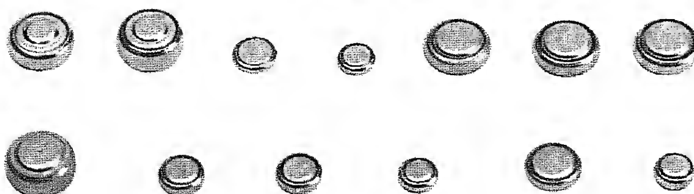

7426


7427

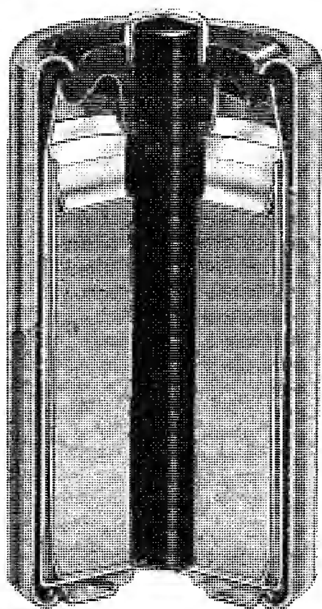

7428

# TUTTE LE PILE



## e loro principali caratteristiche



### PILE ZINCO-CARBONE

Le pile **zinco-carbone** sono state le prime ad apparire sul mercato e, come tali, le prime ad essere utilizzate per l'illuminazione di torce e per il funzionamento degli apparecchi radio. Lo sviluppo di nuove tecnologie permette oggi di ottenere pile **zinco-carbone** con prestazione maggiori rispetto alle pile costruite in passato.

La massima tensione che può erogare **1 elemento** è di **1,5 volt**. Sotto carico questa tensione scende normalmente a **1,3 volt**.

Queste pile **non sono** ricaricabili.

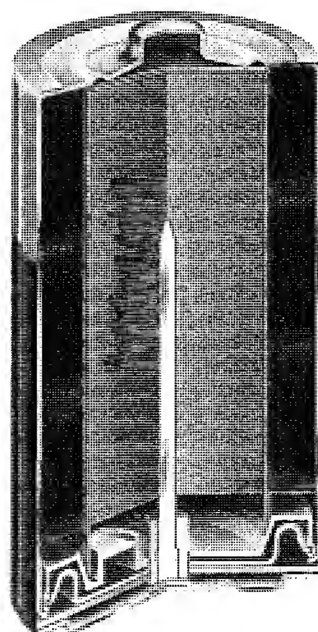
### PILE ALCALINO-MANGANESE

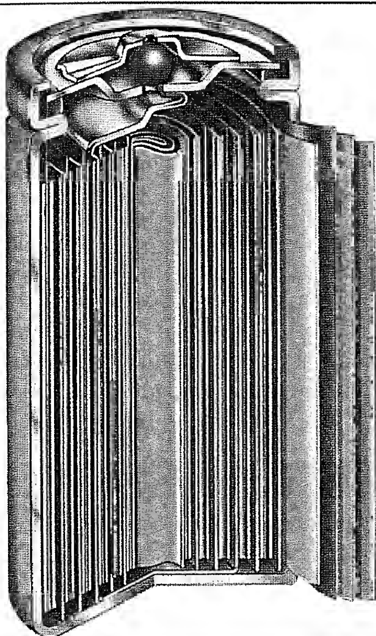
Le pile **alcalino-manganese**, oggi molto diffuse, prendono il loro nome dagli elettrodi costituiti di purissimo **biossido di manganese** e dall'elettrolita alcalina composta da una soluzione acquosa di **idrossido di potassio e mercurio** altamente conduttiva.

Questa combinazione permette di ottenere delle pile di ottima qualità, capaci di funzionare con efficienza sia alle alte sia alle basse percentuali di scarica.

La massima tensione che può erogare **1 elemento** è di **1,5 volt**. Sotto carico questa tensione scende normalmente a **1,3 volt**.

Queste pile **non sono** ricaricabili.





## PILE NICHEL-CADMIO

Le pile al **nichel-cadmio** sono dei piccoli accumulatori **ricaricabili**.

Grazie alla loro struttura interna sono molto leggere e perciò adatte a mettere in funzione radio portatili, radiocomandi, aeromodelli, ecc.

Sull'involucro di queste pile è sempre riportata la loro capacità in **amper/ora**. Prima di poterle **ricaricare** ad 1/10 della loro capacità massima, dovremo totalmente **scaricarle**.

Se non adotterete questo accorgimento, la pila erogherà minore corrente fornendo scarse prestazioni.

A questo proposito vi segnaliamo il progetto per il **caricapila Ni/Cd** apparso sulla rivista N.119 e siglato LX.839.

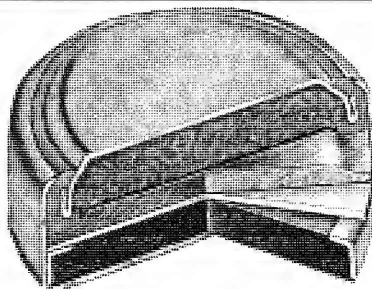
La tensione massima che può erogare **1 elemento** è di **1,2 volt**. Sotto carico questa tensione scende normalmente a **1,1 volt**.

## PILE OSSIDO D'ARGENTO

Questa pile, dalla tipica forma di **pastiglia**, sono largamente utilizzate per alimentare orologi da polso, macchine fotografiche e calcolatrici tascabili.

La massima tensione che può erogare **1 elemento** è di **1,6 volt**. Sotto carico questa tensione scende normalmente a **1,55 volt**.

Queste pile **non sono** ricaricabili.



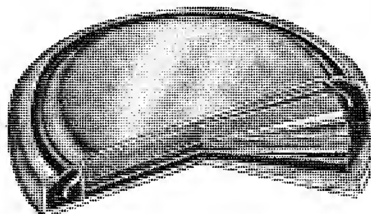
## PILE AL LITIO

Anche queste pile hanno la forma di una **pastiglia** e sono largamente utilizzate per alimentare orologi da polso, macchine fotografiche e calcolatrici.

La massima tensione che può erogare **1 elemento** è di **3 volt**. Sotto carico questa tensione scende normalmente a **2,8 volt**.

Le pile al **litio** hanno il vantaggio di resistere a grandi sbalzi di temperatura, da - 45° a + 65° gradi.

Queste pile **non sono** ricaricabili.

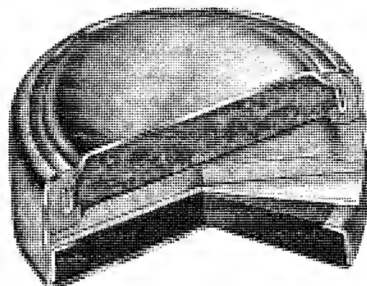


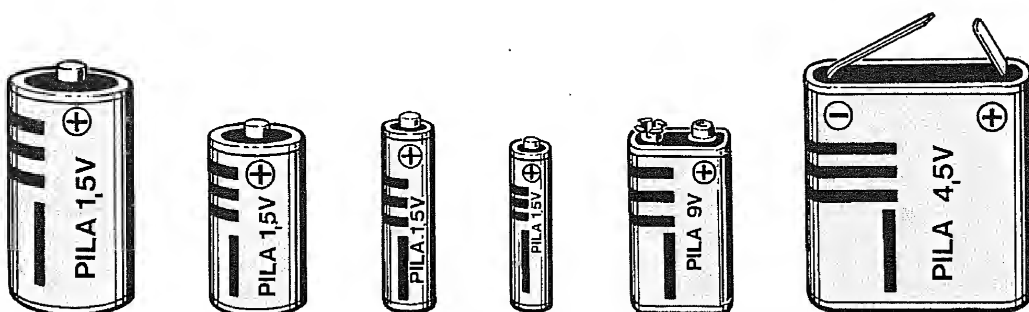
## PILE AL MERCURIO

La principale caratteristica di queste pile è l'elevata stabilità della tensione erogata.

Infatti la massima tensione che può erogare **1 elemento** è di **1,35 volt** e sotto carico questa tensione non scende mai sotto **1,3 volt**.

Queste pile **non sono** ricaricabili.






**CAPACITÀ delle PILE ALCALINO-MANGANESE**

| CODICE I.E.C | NOME PILA | VOLT PILA | Capacità media | Durata pila ORE con assorbimenti continui 25 | 50 | 75 | 100 | 200 | 300 | 400 | 500 mA |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| LR.1 | microstile | 1,5 | 0,8 A/h | 23 | 12 | 8 | 6 | 3 | 2 | 1,5 | 1 ora |
| LR.03 | ministilo | 1,5 | 1,0 A/h | 28 | 14 | 10 | 7 | 4 | 3 | 2 | 1 ora |
| LR.6 | stilo | 1,5 | 2,2 A/h | 60 | 30 | 20 | 15 | 8 | 5 | 4 | 3 ore |
| LR.14 | mezzatorcia | 1,5 | 7,5 A/h | 210 | 105 | 70 | 53 | 27 | 18 | 13 | 11 ore |
| LR.20 | torcia | 1,5 | 15 A/h | 420 | 210 | 140 | 105 | 53 | 35 | 26 | 21 ore |
| 3LR.12 | piatta | 4,5 | 4,4 A/h | 123 | 62 | 41 | 30 | 15 | 10 | 8 | 6 ore |
| 6LR.61 | transistor | 9,0 | 0,5 A/h | 14 | 7 | 5 | 4 | 2 | = | = | = ore |

Le pile **Alcalino-Manganese** si esauriscono prima se la temperatura di lavoro supera i 20 gradi, mentre se l'assorbimento dell'energia sprigionata è intermittente la durata della pila può aumentare di un 20% rispetto ai valori sopra riportati.

A differenza della pile al Nichel Cadmio - Litio - Ossido d'Argento - Mercurio che mantengono il loro valore di tensione stabile e costante fino al loro completo esaurimento ( vedi fig.1 ), le pile **Alcalino-Manganese** presentano l'inconveniente di erogare una tensione che scende proporzionalmente in rapporto al loro esaurimento ( vedi fig.2 ).

Una normale pila da **1,5 volt**, dopo breve tempo, eroga una tensione di circa **1,4 volt** che progressivamente scende a **1,3 volt** e poi a **1,2 volt.** Quando la tensione raggiunge **0,9 volt** circa, la pila è da ritenersi esaurita.

Una pila da **9 volt** eroga, dopo breve tempo, una tensione di circa **8 volt** che progressivamente scende a **7,9 volt** e poi a **7,6 volt**. Quando la tensione raggiunge i **6 volt** circa, la pila è da ritenersi esaurita.

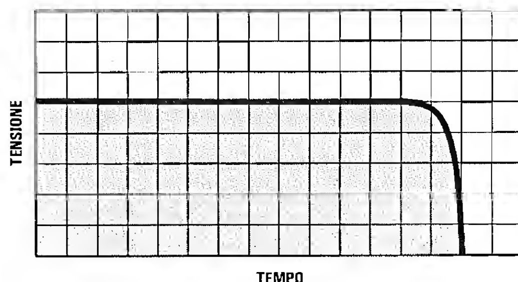



**Fig.1 Le pile al Nichel Cadmio, al Litio, all'Ossido d'Argento e al Mercurio presentano il vantaggio di fornire una tensione stabile fino alla loro completa scarica. Raggiunta questa condizione la tensione scenderà bruscamente a 0 volt. A questo punto potremo ricaricare le pile al Ni-Cd.**

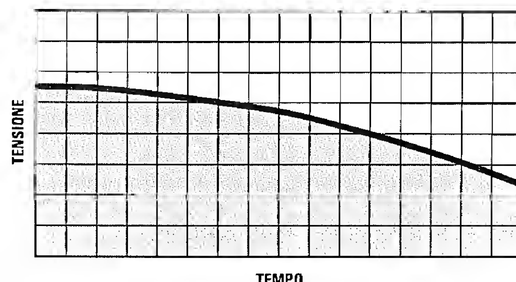
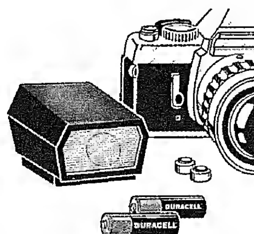



**Fig.2 Le pile Alcalino Manganese presentano l'inconveniente di fornire una tensione che scende in rapporto al loro esaurimento. Se prendiamo una pila da 9 volt, durante l'uso la sua tensione scenderà progressivamente a 8,5 poi a 7,5 - 7 e già a 6 volt la pila sarà scarica e quindi da sostituire.**

Fig.3 Per ottenere il massimo rendimento da una qualsiasi pila Alcalino Manganese conviene sempre sostituire, in un qualsiasi apparecchio radio o fotografico, tutte le pile contemporaneamente, anche se tra quelle che toglierete ce n'è qualcuna non ancora totalmente esaurita.



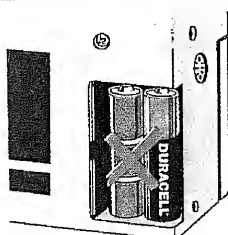
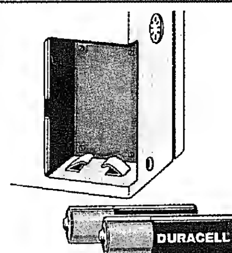




Fig.4 Per evitare che dopo breve tempo la vostra radio cessi di funzionare pur avendo sostituito le pile esaurite con altre nuove, cercate sempre di inserire pile della stessa marca e con identiche caratteristiche. Infatti usando pile di marche diverse varierà il tempo di scarica.

Fig.5 Se un apparecchio non viene usato per lunghi periodi è sempre consigliabile togliere tutte le pile Alcalino Manganese, perchè potrebbe facilmente verificarsi una fuoriuscita di elettrolita, che potrebbe corrodere i contatti del portapila o del circuito stampato.



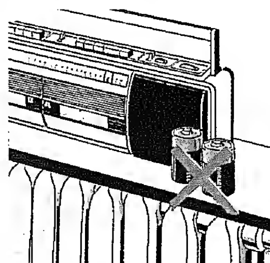



Fig.6 Non mettete mai una radio sopra ai termosifoni o ad altre fonti di calore, perchè gli elettrodi interni della pila potrebbero dilatarsi provocando delle deformazioni che potrebbero favorire la fuoriuscita, dall'interno dell'involucro, di liquido corrosivo.

Fig.7 Le pile a pastiglia al Nichel Cadmio, all'Ossido d'Argento, al Litio o al Mercurio non vanno mai riposte in un cassetto assieme a viti o ad altri oggetti metallici, perchè potrebbero verificarsi dei cortocircuiti. Anche quando le prenderete con una pinza, maneggiatele sempre dai lati.

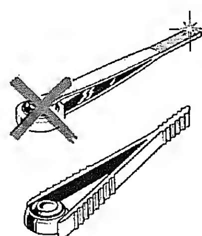





Fig.8 Quando una pila è esaurita non liberatevene buttandola nella stufa o in un camino perchè potrebbe esplodere creando incidenti. Non buttatele nemmeno in un prato perchè l'elettrolito è molto inquinante. Meglio gettarle negli appositi contenitori presenti in ogni negozio.



# FREQUENZE delle NOTE MUSICALI e loro OTTAVE

Nella prima colonna sono riportate le 7 note fondamentali con la loro alterazione.

Il segno # che si pronuncia "diesis" aumenta la **frequenza** della nota di un **semitono** ascendente.

Le note, così suddivise in 12 suoni, compongono l'ottava e fanno parte della gamma dei suoni adottata da tutti gli strumenti musicali.

Nella colonna indicata **base ottava** è riportata la frequenza più bassa di ogni nota e nelle altre colonne, indicate **1° - 2° - 3° - 4° - 5° - 6° - 7° ottava**, le frequenze crescenti di **una** ottava dall'ottava base.

Come noterete, ogni **ottava** superiore corrisponde al **doppio** della frequenza dell'ottava **inferiore**, quindi se prendete come esempio il **Do basso**, che ha una frequenza base di **32,69 Hz**, la sua prima **ottava superiore** ha una frequenza di **32,69 x 2 = 65,38 Hz**, la seconda **ottava superiore** sarà il doppio di questa, cioè **65,38 x 2 = 130,76 Hz** e così dicasi fino ad arrivare al **Do acuto** che ha una frequenza di **4.184,32 Hz**.

In pratica partendo dalla frequenza più bassa di una qualunque nota, potrete conoscere la frequenza di tutte le ottave **superiori**, moltiplicandola per **2 - 4 - 8 - 16 - 32 - 64 - 128.**

Partendo dalla frequenza più alta, potrete conoscere la frequenza di ogni ottava **inferiore** dividendola per **2 - 4 - 8 - 16 - 32 - 64 - 128.**

La nota **LA** emessa dal **diapason** per accordare tutti gli strumenti musicali ha una frequenza di **440 Hz** (vedi nella Tabella la colonna della 3° ottava).

L'orecchio umano in condizioni perfette riesce a percepire un'ampiezza che da una frequenza **bassa** di circa **16 Hertz** può arrivare a una frequenza **acuta** anche superiore ai **16.000 Hertz**.

Una persona anziana non riesce a percepire frequenze **acute** superiori ad un valore di circa **10.000-11.000 Hertz**.

**Tabella N.1 FREQUENZE NOTE MUSICALI**

| NOTE ITA | NOTE USA | base ottava | 1° ottava | 2° ottava | 3° ottava | 4° ottava | 5° ottava | 6° ottava | 7° ottava |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| DO | C | 32,69 | 65,38 | 130,76 | 261,52 | 523,04 | 1.046,08 | 2.092,16 | 4.184,32 |
| DO# | C# | 34,62 | 69,25 | 138,51 | 277,02 | 554,05 | 1.108,11 | 2.216,22 | 4.432,44 |
| RE | D | 36,68 | 73,36 | 146,72 | 293,44 | 586,88 | 1.173,76 | 2.347,52 | 4.695,04 |
| RE# | D# | 38,84 | 77,68 | 155,36 | 310,72 | 621,44 | 1.242,88 | 2.485,76 | 4.971,52 |
| MI | E | 41,20 | 82,40 | 164,80 | 329,60 | 659,20 | 1.318,40 | 2.636,80 | 5.273,60 |
| FA | F | 43,64 | 87,28 | 174,56 | 349,12 | 698,24 | 1.396,48 | 2.792,96 | 5.585,92 |
| FA# | F# | 46,21 | 92,42 | 184,84 | 369,68 | 739,36 | 1.478,72 | 2.957,44 | 5.914,88 |
| SOL | G | 48,98 | 97,96 | 195,92 | 391,84 | 783,68 | 1.567,36 | 3.134,72 | 6.269,44 |
| SOL# | G# | 51,87 | 103,74 | 207,48 | 414,96 | 829,92 | 1.659,84 | 3.319,68 | 6.639,36 |
| LA | A | 55,00 | 110,00 | 220,00 | 440,00 | 880,00 | 1.760,00 | 3.520,00 | 7.040,00 |
| LA# | A# | 58,24 | 116,48 | 232,96 | 465,92 | 931,84 | 1.863,68 | 3.727,36 | 7.454,72 |
| SI | B | 61,73 | 123,46 | 246,92 | 493,84 | 987,68 | 1.975,36 | 3.950,72 | 7.901,44 |

**Nella prima colonna della Tabella (vedi ITA) abbiamo indicato le sigle delle 7 note musicali. Nella seconda colonna abbiamo riportato le sigle adoperate negli USA. Come potete notare il Do viene indicato C, il Re viene indicato D, il Sol viene indicato G, ecc.**

| base ottava | 1ª ottava | 2ª ottava | 3ª ottava | 4ª ottava | 5ª ottava | 6ª ottava |
|---|---|---|---|---|---|---|

**Percussioni**: Piatti, Xilofono, Tamburo, Timpano

**Tastiere**: Pianoforte a coda, Organo

**Ottoni**: Ottavino, Tromba, Trombone, Tuba bassa, Sassofono basso

**Legni**: Flauto, Oboe, Clarinetto, Controfagotto

**Archi**: Violino, Violoncello, Contrabbasso

**Voce umana**: Soprano, Mezzosoprano, Contralto, Tenore, Baritono, Basso, Voce femminile, Voce maschile

| Frequenza | Nota |
|---|---|
| 27,50 | LA |
| 30,86 | SI |
| 32,69 | DO |
| 36,68 | RE |
| 41,20 | MI |
| 43,64 | FA |
| 48,98 | SOL |
| 55,00 | LA |
| 61,73 | SI |
| 65,38 | DO |
| 73,36 | RE |
| 82,40 | MI |
| 87,28 | FA |
| 97,96 | SOL |
| 110,00 | LA |
| 123,46 | SI |
| 130,76 | DO |
| 146,72 | RE |
| 164,80 | MI |
| 174,56 | FA |
| 195,92 | SOL |
| 220,00 | LA |
| 246,92 | SI |
| 261,52 | DO |
| 293,44 | RE |
| 329,60 | MI |
| 349,12 | FA |
| 391,84 | SOL |
| 440,00 | LA |
| 493,84 | SI |
| 523,04 | DO |
| 586,88 | RE |
| 659,20 | MI |
| 698,24 | FA |
| 783,68 | SOL |
| 880,00 | LA |
| 987,68 | SI |
| 1.046,08 | DO |
| 1.173,76 | RE |
| 1.318,40 | MI |
| 1.396,48 | FA |
| 1.567,36 | SOL |
| 1.760,00 | LA |
| 1.975,36 | SI |
| 2.092,16 | DO |
| 2.347,52 | RE |
| 2.636,80 | MI |
| 2.792,96 | FA |
| 3.134,72 | SOL |
| 3.520,00 | LA |
| 3.950,72 | SI |

**In questa tastiera di pianoforte abbiamo riportato tutte le frequenze delle note musicali e le relative ottave. I tasti in nero sono i "diesis", mentre quelli in "azzurro" sono tutte le ottave della nota LA. Nella parte superiore della tastiera si può vedere la gamma di frequenze che può generare una voce umana e quella dei più noti strumenti musicali.**
**In molte riviste americane di elettronica per indicare una determinata frequenza si usa riportare di fianco ad ogni lettera il numero dell'ottava. La nota A0 corrisponde ad una frequenza di 55 Hz, la nota A1 ad una frequenza di 110 Hz e la nota A7 ad una frequenza di 7.040 Hz.**

# RAGGI ULTRAVIOLETTI - VISIBILI - INFRAROSSI

**U.V.A** = I raggi ultravioletti che emanano radiazioni su una lunghezza d'onda compresa tra i **315** e i **400 nanometri** sono chiamati **U.V.A**. Le lampade che emettono questi raggi vengono usate per **abbronzare** la nostra epidermide.

**U.V.B** = I raggi ultravioletti che emanano radiazioni su una lunghezza d'onda compresa tra i **280** e i **315 nanometri** sono chiamati **U.V.B**. Questi raggi vengono usati a scopo terapeutico.

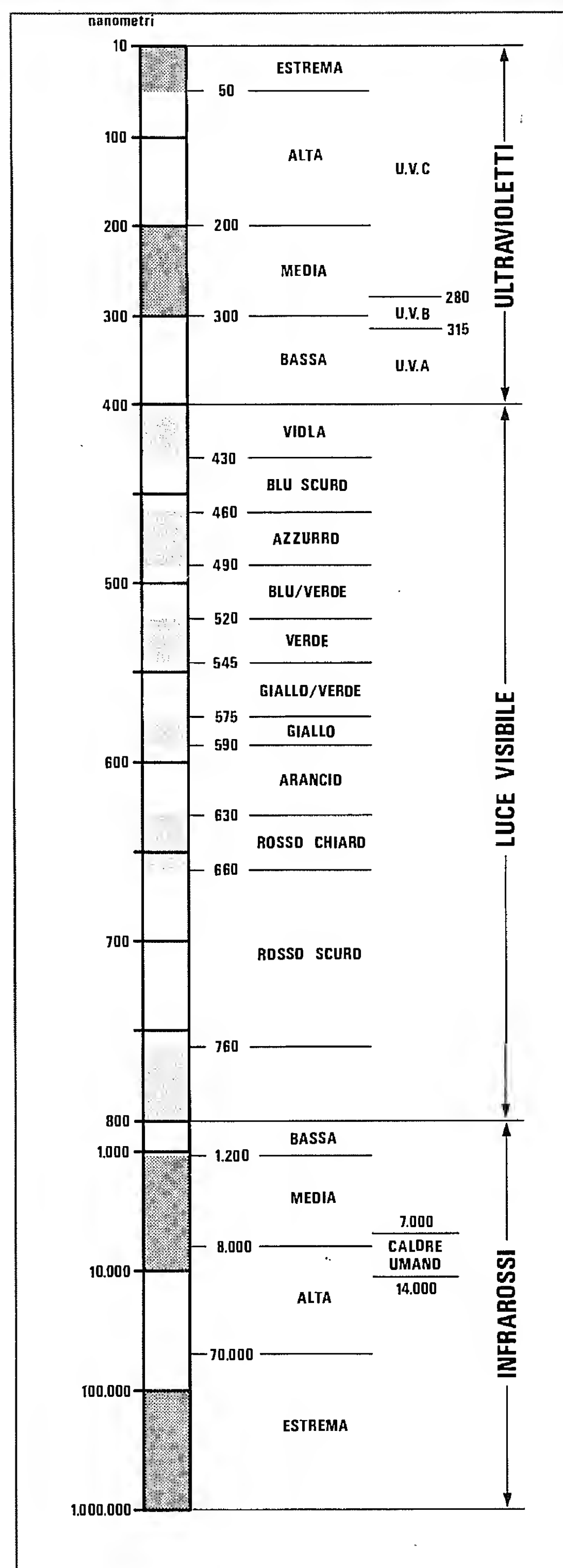
**U.V.C** = I raggi ultravioletti che emanano radiazioni su una lunghezza d'onda compresa tra i **10** e i **280 nanometri** sono chiamati **U.V.C**. Questi raggi, provocando delle mutazioni cellulari, possono risultare cancerogeni se la loro luce viene concentrata su una ristretta zona della nostra epidermide per periodi molto prolungati. Diversamente da quanto viene spesso indicato, queste lampade non sono pericolose per la nostra salute se usate come normale mezzo di illuminazione.

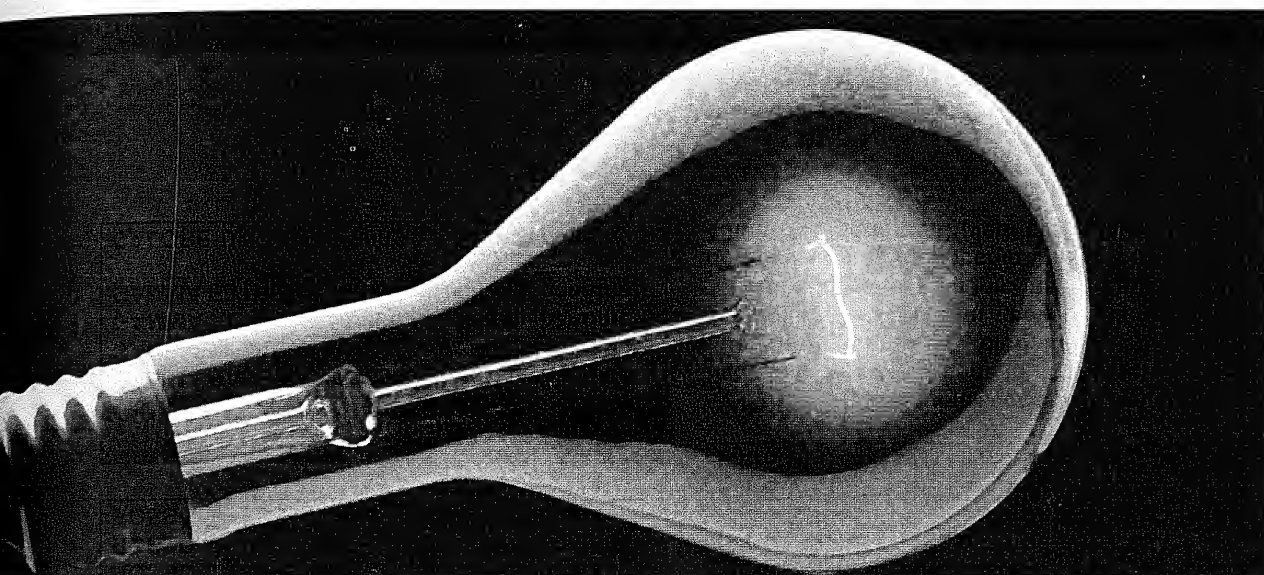
**SOLARIUM** = Le lampade per uso **solarium** o **terapeutico** emettono raggi su una lunghezza d'onda compresa tra i **320** e i **390 nanometri**.

**WOOD** = I raggi ultravioletti che emanano radiazioni su una lunghezza d'onda compresa tra **i 330** e i **380 nanometri** sono chiamati anche **luce nera di Wood**. Le lampade che emettono questi raggi vengono utilizzate in molti e differenti modi: per eseguire **analisi chimiche** in **mineralogia**, in **medicina** ed in **filatelia**, per **attirare gli insetti** nelle trappole elettriche, nelle **Banche** per individuare il denaro falso, in **criminologia**, dai **NAS** per controllare le adulterazioni nei prodotti alimentari, ma anche nelle **discoteche** per ottenere particolari e decorativi effetti di luce (gli indumenti bianchi diventano fosforescenti).

**GERMICIDE** = I raggi ultravioletti che emanano radiazioni sulla lunghezza d'onda di **253 nanometri** sono chiamati anche raggi **sterilizzatori**. Questa lunghezza d'onda, che rientra nella gamma **U.V.C**, è in grado di distruggere batteri e microbi e quindi viene utilizzata in medicina per sterilizzare indumenti ed attrezzi.

**FOTOTERAPIE** = Le lampade per **fototerapie** emettono raggi su una lunghezza d'onda compresa tra i **275** e i **365 nanometri**.





| GAMMA RAGGI ULTRAVIOLETTI | |
|---|---|
| GAMMA ESTREMA ......... | 10 - 50 nanometri |
| GAMMA ALTA ................. | 50 - 200 nanometri |
| GAMMA MEDIA .............. | 200 - 300 nanometri |
| GAMMA BASSA ............. | 300 - 400 nanometri |
| | |
| U.V.C ............................ | 10 - 280 nanometri |
| GERMICIDE ................... | 252 - 254 nanometri |
| U.V.B ............................ | 280 - 315 nanometri |
| FOTOTERAPIE ............... | 275 - 365 nanometri |
| WOOD ........................... | 330 - 380 nanometri |
| SOLARIUM ..................... | 320 - 390 nanometri |
| U.V.A ............................ | 315 - 400 nanometri |

| GAMMA LUCE VISIBILE E COLORI | |
|---|---|
| VIOLA ............................ | 400 - 430 nanometri |
| BLU SCURO .................. | 430 - 460 nanometri |
| AZZURRO ....................... | 460 - 490 nanometri |
| BLU/VERDE ................... | 490 - 520 nanometri |
| VERDE .......................... | 520 - 545 nanometri |
| GIALLO/VERDE .............. | 545 - 575 nanometri |
| GIALLO .......................... | 575 - 590 nanometri |
| ARANCIO ....................... | 590 - 630 nanometri |
| ROSSO CHIARO ............. | 630 - 660 nanometri |
| ROSSO LASER NEON ..... | 630 - 680 nanometri |
| ROSSO DIODO LASER ... | 670 - 680 nanometri |
| ROSSO SCURO .............. | 660 - 760 nanometri |

| GAMMA RAGGI INFRAROSSI | |
|---|---|
| GAMMA BASSA | 800 - 1.200 nanometri |
| GAMMA MEDIA | 1.200 - 8.000 nanometri |
| GAMMA ALTA | 8.000 - 70.000 nanometri |
| GAMMA ESTREMA | 70.000 - 1.000.000 nanometri |
| | |
| CALORE UMANO | 7.000 - 14.000 nanometri |

**PERCENTUALE DI RAGGI INFRAROSSI EMESSI**

| SORGENTE | U.V.A | U.V.B | U.V.C |
|---|---|---|---|
| luce SOLARE | 100% | 20% | 0% |
| lampade FILAMENTO | 35% | 1% | 0,003% |
| lampade ALOGENE | 100% | 9% | 2% |

NOTA = Le lampade Alogene costruite in questi ultimi anni emettono pochissimi raggi UVC, quindi non risultano pericolose come lo erano invece le lampade della prima generazione.

| GRADI KELVIN per uso FOTOGRAFICO | |
|---|---|
| Luce di una candela | 1.500 - 1.800 Kelvin |
| Lampade a filamento | 2.500 - 3.000 Kelvin |
| Lampade alogene | 3.200 - 3.800 Kelvin |
| Lampade fluorescenti | 4.000 - 5.000 Kelvin |
| Luce cielo nuvoloso | 5.500 - 7.000 Kelvin |
| Luce cielo sereno | 8.000 - 10.000 Kelvin |

**FILTRI per MACCHINE FOTOGRAFICHE**

| | | |
|---|---|---|
| Filtro GIALLO | Y | assorbe il BLU |
| Filtro MAGENTA | M | assorbe il VERDE |
| Filtro CIANO | C | assorbe il ROSSO |
| Filtro ROSSO | R | assorbe il BLU e VERDE |
| Filtro VERDE | G | assorbe il BLU e ROSSO |
| Filtro BLU | B | assorbe il ROSSO e VERDE |

NOTA = Nelle pagine successive troverete i grafici e la lunghezza d'onda in "nanometri" dei diodi emittenti, compresi i diodi Laser, ed i grafici di sensibilità dei vari diodi riceventi all'infrarosso.

In questi grafici abbiamo inserito anche il grafico di sensibilità dell'occhio umano che copre dai 400 ai 760 nanometri (vedi curve in grigio).

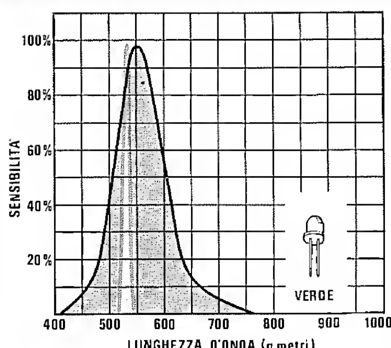



Fig.1 I diodi led di colore Verde emettono radiazioni luminose sulle frequenze comprese tra i 520 nanometri e i 545 nanometri.

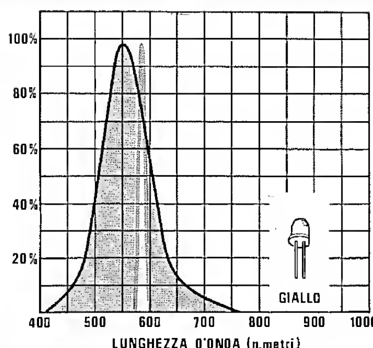



Fig.2 I diodi led di colore Giallo emettono radiazioni luminose sulle frequenze comprese tra i 575 nanometri e i 590 nanometri.

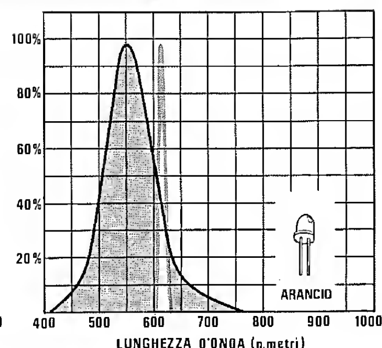



Fig.3 I diodi led di colore Arancio emettono radiazioni luminose sulle frequenze comprese tra i 590 nanometri e i 630 nanometri.

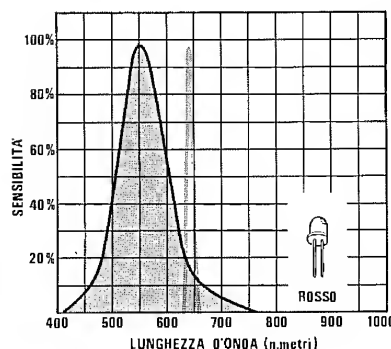



Fig.4 I diodi led Rossi ad alta efficienza emettono radiazioni luminose sulle frequenze comprese tra i 630 e i 660 nanometri.

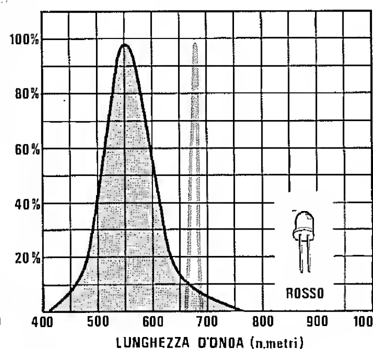



Fig.5 I diodi led Rossi standard emettono radiazioni luminose sulle frequenze comprese tra i 660 nanometri e i 700 nanometri.

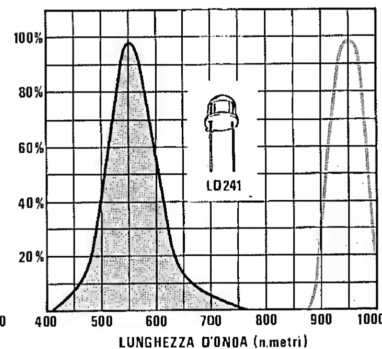



Fig.6 Il diodo LD.241 emette radiazioni all'infrarosso sulla frequenza di circa 950 nanometri, che sono invisibili al nostro occhio.

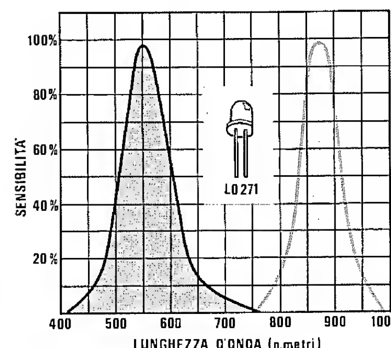



Fig.7 Il diodo LD.271 emette radiazioni all'infrarosso sulla frequenza di circa 870 nanometri, che sono invisibili al nostro occhio.

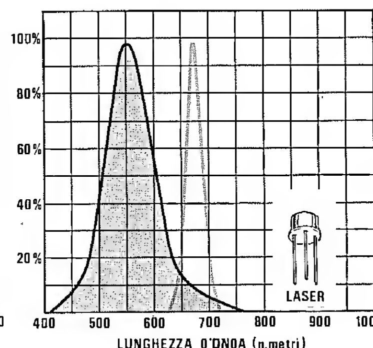



Fig.8 Il diodo Laser emette radiazioni sui 670 nanometri, quindi il nostro occhio vede questo raggio con un rendimento del 20%.

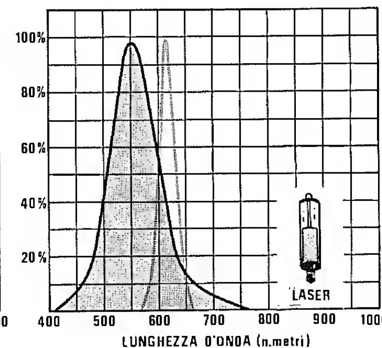



Fig.9 Il Tubo Laser emette radiazioni sui 630 nanometri, quindi il nostro occhio vede questo raggio con un rendimento del 50%.

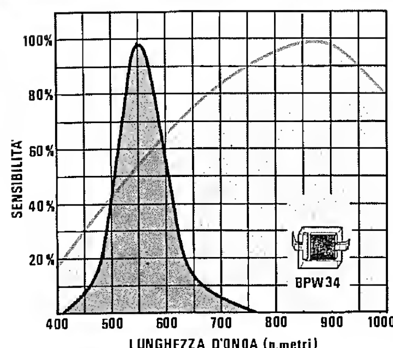



Fig.10 Il fotodiodo ricevente BPW.34 risulta più sensibile per la gamma di frequenze comprese tra i 750 e i 950 nanometri.

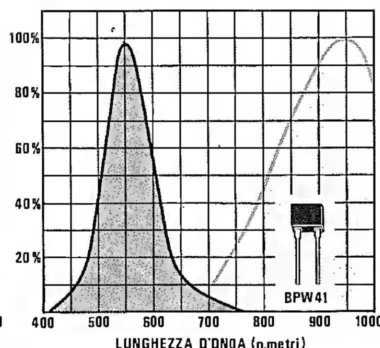



Fig.11 Il fotodiodo ricevente BPW.41 risulta più sensibile per la gamma di frequenze comprese tra i 900 e i 1.000 nanometri.

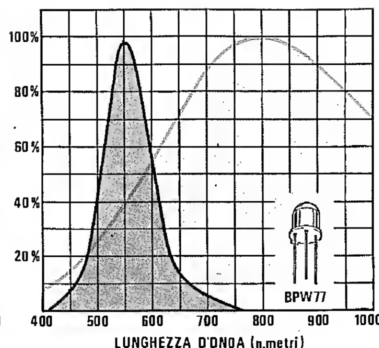



Fig.12 Il fotodiodo ricevente BPW.77 risulta più sensibile per la gamma di frequenze comprese tra i 700 e i 900 nanometri.

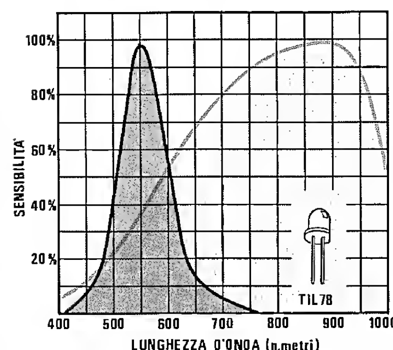



Fig.13 Il fotodiodo ricevente TIL.78 risulta più sensibile per la gamma di frequenze comprese tra i 750 e i 950 nanometri.

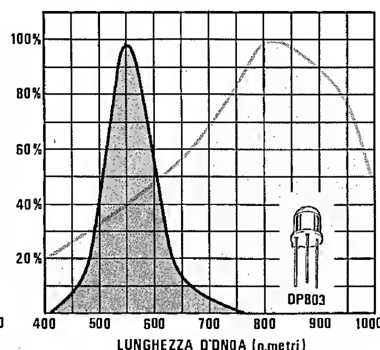



Fig.14 Il fotodiodo ricevente OP.803 risulta più sensibile per la gamma di frequenze comprese tra i 750 e i 900 nanometri.

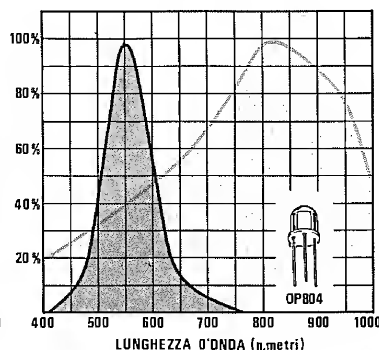



Fig.15 Il fotodiodo ricevente OP.804 risulta più sensibile per la gamma di frequenze comprese tra i 750 e i 900 nanometri.

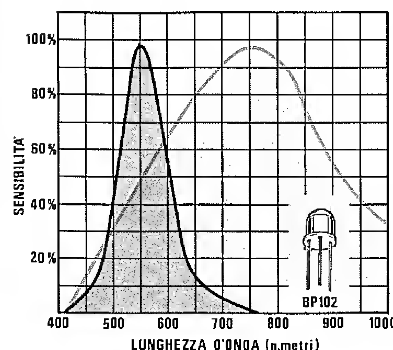



Fig.16 Il fotodiodo ricevente BP.102 risulta più sensibile per la gamma di frequenze comprese tra i 675 e gli 830 nanometri.

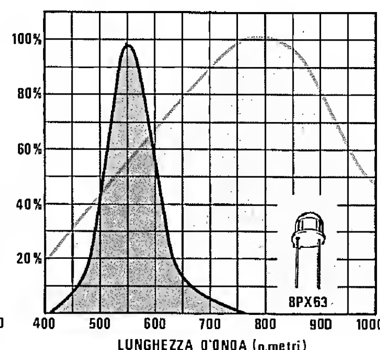



Fig.17 Il fotodiodo ricevente BPX.63 risulta più sensibile per la gamma di frequenze comprese tra i 680 e gli 875 nanometri.

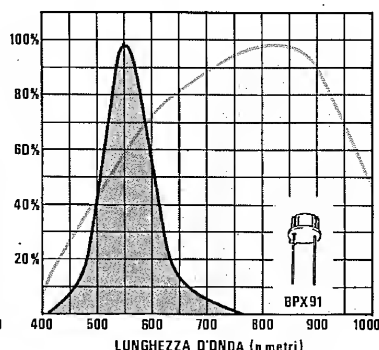
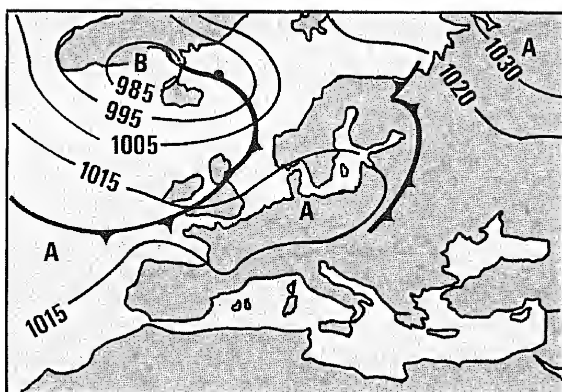
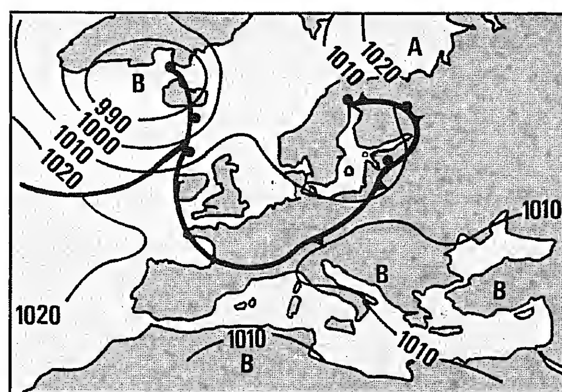
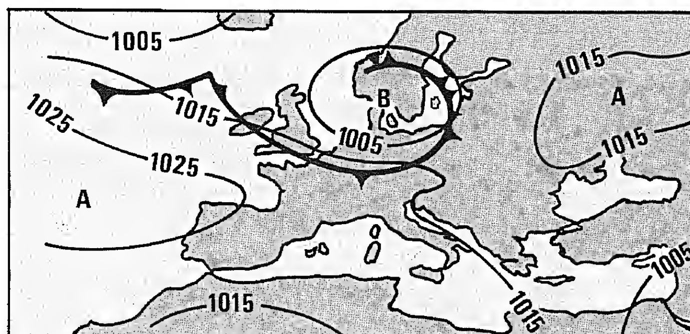



Fig.18 Il fotodiodo ricevente BPX.91 risulta più sensibile per la gamma di frequenze comprese tra i 700 e i 910 nanometri.




# CARTINE ISOBARICHE e PRESSIONE ATMOSFERICA




La pressione atmosferica si misura con un barometro e i suoi valori si possono esprimere in:

**millimetri di mercurio = mm/Hg**
oppure in **millibar = mB**.

A livello del **mare** la colonna di un barometro a mercurio si ferma sui **760 millimetri** equivalenti a **1.013 millibar**.

Una pressione di **760 mm/Hg** corrisponde alla pressione che esercita un peso da **1 Kilogrammo** sopra una superficie di **1 cm quadrato**.

Le variazioni di pressione nell'atmosfera comportano uno spostamento di massa d'aria e di nuvole verso le pressioni più **basse**.

Quando la pressione si **alza** viene tempo **bello**, mentre quando la pressione si **abbassa** viene tempo **brutto**.

**Alta pressione**

**1.035 millibar pari a 776 mm/Hg**

**Media pressione**

**1.020 millibar pari a 765 mm/Hg**

**Bassa pressione**

**1.000 millibar pari a 750 mm/Hg**

**TABELLA N.1**

| millibar | mm/Hg |
|---|---|
| 950 | 713 |
| 955 | 716 |
| 960 | 720 |
| 965 | 724 |
| 970 | 728 |
| 975 | 731 |
| 980 | 735 |
| 985 | 739 |
| 990 | 743 |
| 995 | 746 |
| 1.000 | 750 |
| 1.005 | 754 |
| 1.010 | 758 |
| 1.013 | 760 |
| 1.015 | 762 |
| 1.020 | 765 |
| 1.025 | 769 |
| 1.030 | 773 |
| 1.035 | 776 |
| 1.040 | 780 |
| 1.045 | 784 |
| 1.050 | 788 |
| 1.055 | 791 |
| 1.060 | 795 |
| 1.065 | 799 |

Per convertire i **mm/Hg** in **millibar**:
**millibar = mm/Hg: 0,75024**

Per convertire i **millibar** in **mm/Hg**:
**mm/Hg = millibar x 0,75024**

**Esempio** = Il nostro barometro segnala una pressione atmosferica di 735 mm/Hg e desideriamo sapere a quanti millibar corrisponde.

**735 : 0,75024 = 979,68 mB**

Questo risultato può essere arrotondato a **980 mB**.

**Esempio** = Il nostro barometro segnala una pressione atmosferica di 780 mB e desideriamo sapere a quanti millimetri di mercurio corrisponde.

**1.040 x 0,75024 = 780,24 mm/Hg**

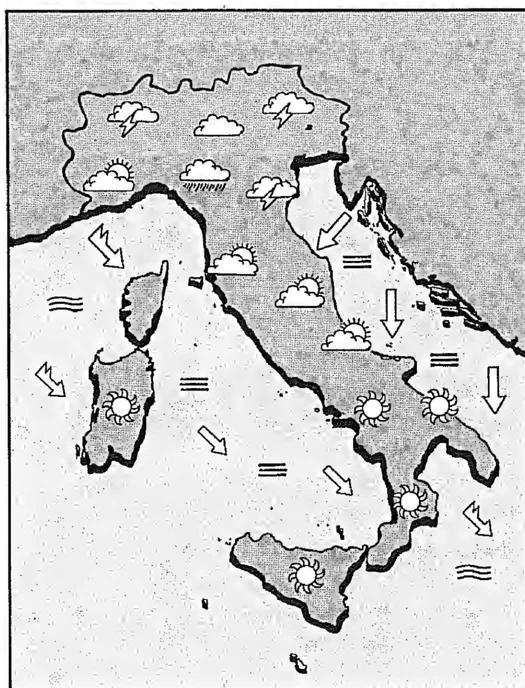
Questo risultato può essere arrotondato a **780 mm/Hg**.

TABELLA N.2

| Altezza | mm/Hg | millibar |
|---|---|---|
| 0 metri | 760 | 1.013 |
| 100 metri | 751 | 1.001 |
| 200 metri | 742 | 989 |
| 300 metri | 733 | 977 |
| 400 metri | 724 | 965 |
| 500 metri | 716 | 954 |
| 600 metri | 707 | 942 |
| 700 metri | 698 | 930 |
| 800 metri | 690 | 920 |
| 900 metri | 682 | 909 |
| 1.000 metri | 674 | 898 |
| 1.100 metri | 666 | 888 |
| 1.200 metri | 659 | 878 |
| 1.300 metri | 652 | 869 |
| 1.400 metri | 645 | 859 |
| 1.500 metri | 638 | 850 |
| 1.600 metri | 632 | 842 |
| 1.700 metri | 625 | 833 |
| 1.800 metri | 619 | 825 |
| 2.000 metri | 607 | 809 |
| 3.000 metri | 540 | 719 |
| 4.000 metri | 478 | 637 |
| 5.000 metri | 400 | 533 |
| 10.000 metri | 220 | 293 |
| 15.000 metri | 100 | 133 |
| 20.000 metri | 40 | 54 |
| 30.000 metri | 8 | 11 |

## CARTINA ISOBARICA

**Nelle cartine dell'Europa, visibili in alto sulla pagina di sinistra, un esempio di rappresentazione delle linee isobariche con riportate le aree di Bassa pressione e di Alta pressione ed il relativo valore in millibar. Le linee piu' calcate rappresentano i fronti caldi e freddi (vedi le linee con i pallini ed i rettangoli) ed indicano verso quale direzione si sposta l'aria calda e fredda.**



**Esempio di rappresentazione del tempo sull'Italia: sono indicati la direzione e la forza dei venti e lo stato di agitazione dei mari.**

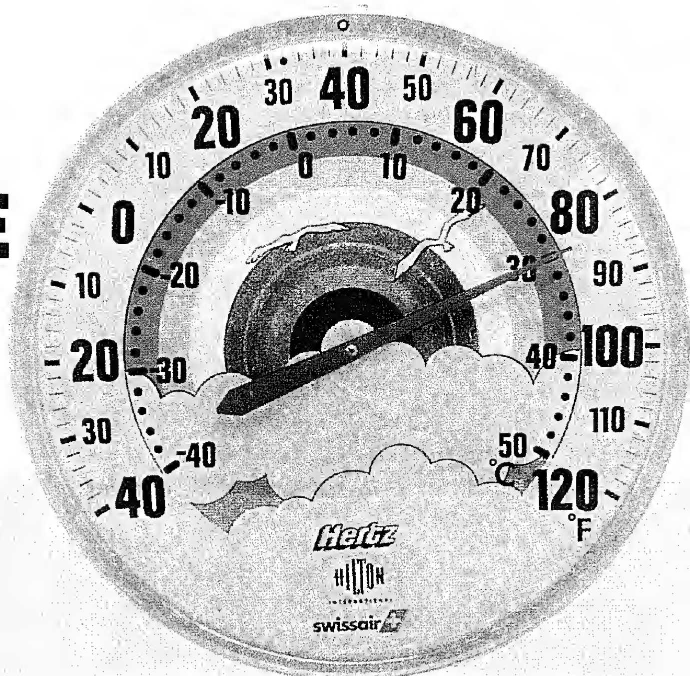
| | | | | |
|---|---|---|---|---|
| TEMPO | SOLE | NUVOLOSO | COPERTO | PIOGGIA |
| TEMPO | ROVESCI | TEMPORALI | NEVE | NEBBIA |
| MARI | CALMO | POCO MOSSO | MOLTO MOSSO | MOLTO AGITATO |
| VENTI | DEBOLE Forza 0/3 | MODERATO Forza 4/5 | FORTE Forza 6/7 | MOLTO FORTE Forza 8/9 |

A=H
ALTA PRESSIONE

B=L
BASSA PRESSIONE

| | |
|---|---|
| LINEA DELLE ISOBARE | |
| FRONTE FREDDO | |
| FRONTE CALDO | |
| FRONTE OCCLUSO | |
| LINEA D'INSTABILITA' | |

# COMPARAZIONE GRADI TEMPERATURA




Lo zero assoluto corrisponde a:

— 273,2 gradi Centigradi
— 459,4 gradi Fahrneheit
— 218,4 gradi Reaumur
0,0 gradi Kelvin

| Centigradi | Fahrenheit | Reaumur | Kelvin |
|---|---|---|---|
| −30 | −22 | −24 | 243 |
| −25 | −13 | −20 | 248 |
| −20 | −4 | −16 | 253 |
| −18 | 0 | −14,5 | 255 |
| −17 | +1,5 | −13,5 | 256 |
| −16 | +3 | −13 | 257 |
| −15 | +5 | −12 | 258 |
| −14 | +7 | −11 | 259 |
| −12 | +10 | −10 | 261 |
| −10 | +14 | −8 | 263 |
| −8 | +18 | −6,5 | 265 |
| −6 | +21 | −5 | 267 |
| −5 | +23 | −4 | 268 |
| −4 | +25 | −3 | 269 |
| −2 | +28,5 | −1,5 | 271 |
| 0 | +32 | 0 | 273 |
| +2 | +35,5 | +1,5 | 275 |
| +4 | +39 | +3 | 277 |
| +5 | +41 | +4 | 278 |
| +6 | +43 | +5 | 279 |
| +8 | +46,5 | +6,5 | 281 |
| +10 | +50 | +8 | 283 |
| +12 | +53,5 | +10 | 285 |
| +14 | +57 | +11 | 287 |
| +15 | +59 | +12 | 288 |
| +18 | +64,5 | +14,5 | 291 |
| +20 | +68 | +16 | 293 |
| +25 | +77 | +20 | 298 |
| +30 | +86 | +24 | 303 |
| +35 | +95 | +28 | 308 |
| +40 | +104 | +32 | 313 |
| +45 | +113 | +36 | 318 |

| Centigradi | Fahrenheit | Reaumur | Kelvin |
|---|---|---|---|
| +50 | +122 | +40 | 323 |
| +55 | +131 | +44 | 328 |
| +60 | +140 | +48 | 333 |
| +65 | +149 | +52 | 338 |
| +70 | +158 | +56 | 343 |
| +75 | +167 | +60 | 348 |
| +80 | +176 | +64 | 353 |
| +85 | +185 | +68 | 358 |
| +90 | +194 | +72 | 363 |
| +95 | +203 | +76 | 368 |
| +100 | +212 | +80 | 373 |
| +105 | +221 | +84 | 378 |
| +110 | +230 | +88 | 383 |
| +115 | +239 | +92 | 388 |
| +120 | +248 | +96 | 393 |
| +125 | +257 | +100 | 398 |
| +130 | +266 | +104 | 403 |
| +135 | +275 | +108 | 408 |
| +140 | +284 | +112 | 413 |
| +145 | +293 | +116 | 418 |
| +150 | +302 | +120 | 423 |
| +155 | +311 | +124 | 428 |
| +160 | +320 | +128 | 433 |
| +165 | +329 | +132 | 438 |
| +170 | +338 | +136 | 443 |
| +175 | +347 | +140 | 448 |
| +180 | +356 | +144 | 453 |
| +185 | +365 | +148 | 458 |
| +190 | +374 | +152 | 463 |
| +195 | +383 | +156 | 468 |
| +200 | +392 | +160 | 473 |
| +205 | +401 | +164 | 478 |

Poichè nella tabella non sono riportati tutti i gradi o le frazioni di grado, vi indichiamo le **formule** necessarie per convertire i gradi **centigradi** in gradi **Fahrenheit - Reaumur - Kelvin** o viceversa:

**= Conversione Fahrenheit (maggiore di 32) in gradi centigradi:**

**(Fahr - 32) : 1,8 = gradi centigradi sopra lo 0**

**= Conversione Fahrenheit (minore di 32) in gradi centigradi:**

**(32 - Fahr) : 1,8 = gradi centigradi sotto lo 0**

**= Conversione dei gradi centigradi sopra lo 0 in gradi Fahrenheit:**

**(gradi x 1,8) + 32 = Fahrenheit**

**= Conversione da gradi centigradi sotto lo 0 in gradi Fahrenheit:**

**32 - (gradi x 1,8) = Fahrenheit**

**= Conversione dei gradi Reaumur in gradi centigradi:**

**Reaumur x 1,25 = gradi centigradi**

**= Conversione dei gradi centigradi in gradi Reaumur:**

**gradi x 0,8 = Reaumur**

**= Conversione Kelvin (minore di 273) in gradi centigradi:**

**273 - Kelvin = gradi centigradi sotto lo 0**

**= Conversione Kelvin (maggiore di 273) in gradi centigradi:**

**Kelvin - 273 = gradi centigradi sopra lo 0**

**= Conversione dei gradi centigradi (sotto lo 0) in gradi Kelvin:**

**273 - gradi centigradi = Kelvin**

**= Conversione dei gradi centigradi (sopra lo 0) in gradi Kelvin:**

**273 + gradi centigradi = Kelvin**

**Esempio** = Da una TV via satellite apprendiamo che la temperatura in Florida ha raggiunto gli **88° Fahrenheit** e vorremmo sapere a quanti gradi **centigradi** corrispondono:

**(88 - 32) : 1,8 = 31,1 gradi centigradi**

**Esempio** = Vorremmo convertire **45 gradi centigradi** in Fahrenheit:

**(45 x 1,8) + 32 = 113 gradi Fahrenheit**

**Esempio** = Vorremmo convertire **45 gradi centigradi** in Reaumur:

**45 x 0,8 = 36 gradi Reaumur**

**Esempio** = Vorremmo convertire **45 gradi centigradi** in Kelvin.

Poichè i **45 gradi** sono **sopra lo 0** dobbiamo fare un'addizione.

**273 + 45 = 318 gradi Kelvin**

**Esempio** = Vorremmo convertire **-12 gradi centigradi** in Kelvin.

Poichè i **12 gradi** sono **sotto lo 0** dobbiamo fare una sottrazione.

**273 - 12 = 261 gradi Kelvin**

**Esempio** = Vorremmo convertire **333 gradi Kelvin** in gradi centigradi.

Essendo il numero **333** maggiore di **273** i gradi che otterremo sono **sopra lo 0.**

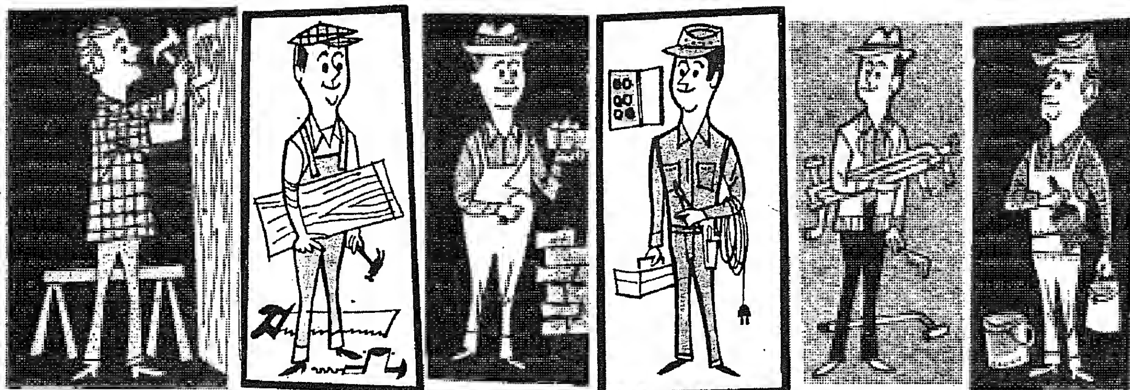
**333 - 273 = 60 gradi centigradi**

**Esempio** = Vorremmo convertire **259 gradi Kelvin** in gradi centigradi.

Essendo il numero **259** minore di **273** i gradi che otterremo sono **sotto lo 0**, quindi leggeremo **-14 gradi** (vedi tabella).

**273 - 259 = 14 gradi centigradi sotto zero**

**Nota** = Tutti **i decimali** dei gradi Fahrenheit e Reaumur, riportati nella tabella di sinistra, sono stati arrotondati fino alla temperatura di **+18 gradi centigradi.**



# MISURE inglesi CONVERTITE in DECIMALI

### Misure lineari

| | |
|---|---|
| 1/8 pollice | 0,317 cm |
| 1/4 pollice | 0,635 cm |
| 1/2 pollice | 1,270 cm |
| 1 pollice (inch) | 2,540 cm |
| 1 piede (foot) = 12 pollici | 30,480 cm |
| 1 yarda (yard) = 3 piedi | 91,439 cm |
| 1 miglio inglese = 1760 yarde | 1.609,330 metri |
| 1 miglio marino (nodo) | 1.854,965 metri |

### Misure di superficie

| | |
|---|---|
| 1 pollice sq. (square inch) | 6,451 cm quadrati |
| 1 piede sq. (square foot) | 929 cm quadrati |
| 1 yarda sq. (square yard) | 8.361 cm quadrati |

### Misure volumetriche

| | |
|---|---|
| 1 pollice cubico (cubic inch) | 16,387 cm cubici |
| 1 piede cubico (cubic foot) | 28.316 cm cubici |
| 1 yarda cubica (cubic yard) | 0,765 metri cubici |

### Misure di capacità per liquidi

| | |
|---|---|
| 1 pint = 1/8 di gallone | 0,568 litri |
| 1 gallone inglese (imperial gallon) | 4,544 litri |
| 1 gallone USA (wine-gallon) | 3,785 litri |

### Misure di peso

| | |
|---|---|
| 1 grano (grain) | 0,059 grammi |
| 1 oncia (ounce) | 28,350 grammi |
| 1 libbra (pund) = 16 once | 453,593 grammi |
| 1 hundredweight = 112 libbre | 50,80 Kilogr. |
| 1 tonn. ingl. = 2240 libbre | 1.016 Kilogr. |

**Importante** = Nella componentistica elettronica vengono spesso usati come unità di misura i **decimi di pollice**. Ad esempio è segnalata in questo modo la distanza dei terminali di uno zoccolo per integrati oppure quella di un connettore.

Normalmente non viene specificata l'indicazione **decimi di pollici**, ma troviamo dei numeri preceduti da un **punto**, per esempio **.1 - .5 - .135** ecc. che corrispondono a **0,1 - 0,5 - 0,135**.

Per poter ricavare la corrispondente misura in **millimetri** dovremo eseguire questa semplice operazione :

**mm = 2,54 x frazione pollice**

**Esempio** = Dobbiamo eseguire delle forature sopra uno stampato per inserire degli zoccoli i cui terminali risultano distanziati di **.5** e vorremmo conoscere a quanti millimetri corrisponde questa distanza :

**2,54 x 0,5 = 1,27 millimetri**

**Esempio** = Troviamo il disegno di un connettore per computer i cui terminali risultano distanziati di **.135** e vorremmo conoscere a quanti millimetri corrisponde questa distanza :

**2,54 x 0,135 = 0,3429 millimetri**

normalmente questo numero si arrotonda a **0,34 millimetri.**

**Esempio** = Per realizzare un'impalcatura metallica ci è stato consigliato di acquistare un tubo zincato del diametro di **2 pollici e 3/8** e vorremmo conoscere il suo diametro in millimetri.

Innanzitutto ricercheremo nella **Tabella N.2** il va-

| TABELLA N. 1 | |
|---|---|
| frazione pollice | mm |
| 1/16 | 1,59 |
| 1/8 | 3,18 |
| 3/16 | 4,70 |
| 1/4 | 6,35 |
| 5/16 | 7,94 |
| 3/8 | 9,53 |
| 7/16 | 11,11 |
| 1/2 | 12,70 |
| 9/16 | 14,29 |
| 5/8 | 15,88 |
| 11/16 | 17,46 |
| 3/4 | 19,05 |
| 13/16 | 20,64 |
| 7/8 | 22,23 |
| 15/16 | 23,81 |

| TABELLA N. 2 | |
|---|---|
| pollici inch = in | mm |
| 1 | 25,4 |
| 2 | 50,8 |
| 3 | 76,2 |
| 4 | 101,6 |
| 5 | 127,0 |
| 6 | 152,4 |
| 7 | 177,8 |
| 8 | 203,2 |
| 9 | 228,6 |
| 10 | 254,0 |
| 11 | 279,4 |
| 12 | 304,8 |
| 13 | 330,2 |
| 14 | 355,6 |
| 15 | 381,0 |

| TABELLA N. 3 | |
|---|---|
| piedi foot = ft | cm |
| 0,5 | 15,24 |
| 1 | 30,48 |
| 2 | 60,96 |
| 3 | 91,44 |
| 4 | 121,92 |
| 5 | 152,40 |
| 6 | 182,88 |
| 7 | 213,36 |
| 8 | 243,84 |
| 9 | 274,32 |
| 10 | 304,80 |
| 11 | 335,28 |
| 12 | 365,76 |
| 13 | 396,24 |
| 14 | 426,72 |

lore in millimetri corrispondente a **2 pollici**, che risulterà pari a **50,8 mm**.

Poi nella **Tabella N.1** ricercheremo il valore in millimetri corrispondente a **3/8**, che risulterà pari a **9,53 mm**.

A questo punto sommeremo questi valori ed otterremo :

**50,8 + 9,53 = 60,33 mm**

**Esempio** = Vogliamo conoscere a quanti **centimetri** corrispondono **18 piedi** e poichè la **Tabella N.3** converte fino ad un massimo di **14 piedi** vorremo sapere quale soluzione adottare.

Questo problema è molto semplice perchè sapendo che **1 piede** corrisponde a **30,48 cm** basterà moltiplicare questo numero per **18** :

**30,48 x 18 = 548,64 centimetri**

**Esempio** = Osservando una lattina piena di liquido troviamo scritto sulla sua etichetta che il suo contenuto è di **1/4 gallon**, mentre sopra un'altra lattina è scritto **1/4 wg** (**wine gallon**). Noi vorremmo conoscere l'esatto contenuto in **litri** delle lattine.

Per conoscere il contenuto della prima lattina dovremo eseguire questa semplice operazione:

**( 4,544 : 4 ) x 1 = 1,136 litri**

Per conoscere il contenuto indicato con **wg** della seconda lattina dovremo prendere dalla Tabella dei liquidi il **gallone USA**, che equivale a **3,785 litri**. Dunque il contenuto in **litri** della seconda lattina sarà pari a:

**( 3,785 : 4 ) x 1 = 0,946 litri**

**Esempio** = Spesso durante i telegiornali viene precisato che la "nave X è naufragata a **3 miglia** dalla costa". Se non siamo pratici delle misure in miglia non sappiamo a quale distanza in chilometri questa nave si trova dalla costa.

Per conoscere questa distanza in chilometri, preleveremo dalla Tabella delle misure lineari il valore in chilometri del **miglio marino** e lo moltiplicheremo per **3**:

**1,854 x 3 = 5,5 Km dalla costa**

**Esempio** = Chi ascolta frequentemente la gamma **aeronautica** avrà constatato che tutte le misure in **altezza** vengono sempre indicate in **foot** (si pronuncia fut), ma quando si sente dire che un aereo da **30.000 foot** si è portato ad un'altezza di **20.000 foot**, potrebbe essere interessante stabilire a quale altezza in **metri** corrispondono queste due misure.

Per ottenere questi due valori, sarà sufficiente **moltiplicare** i **foot** indicati per il numero **0,3048**. In pratica si può arrotondare questo numero a **0,305**, perchè una differenza di pochi centimetri non è determinante in questo tipo di misure.

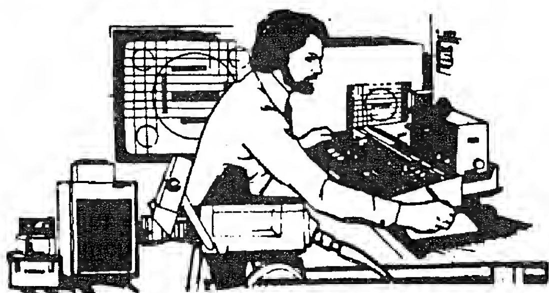
L'aereo vola quindi ad un'altezza di:

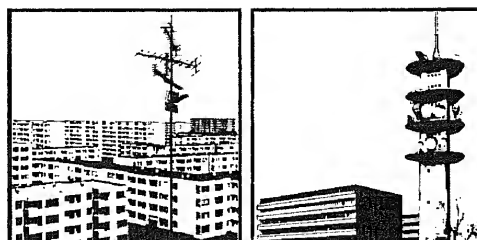
**30.000 x 0,305 = 9.150 metri**

ed informa la torre di controllo che scenderà sui:

**20.000 x 0,305 = 6.100 metri**

In pratica dalla sua altezza attuale di **9 Km circa**, scenderà ad un'altezza di **6 Km circa**.





# UNITÀ di MISURA in dB

Il **decibel**, che è un **decimo di bel,** è una unità di misura **logaritmica** indicata con il simbolo **dB** che viene usata in campo elettronico per mettere a confronto due **valori** numerici.

Il valore di **riferimento**, che può essere una **tensione** oppure una **potenza**, lo si confronta con quello che si ottiene sull'uscita di un qualsiasi apparato elettronico che può indifferentemente essere un amplificatore, oppure un'antenna, un filtro, un attenuatore, ecc.

Se si ottiene un rapporto **maggiore** rispetto a quello di **riferimento**, i **dB** esprimono un **guadagno**.

Se si ottiene un rapporto **minore** rispetto a quello di **riferimento**, i **dB** esprimono una **attenuazione.**

Nella Tabella riportata nelle pagine seguenti, per ogni valore di **dB** troverete il corrispondente valore di **tensione** e di **potenza**.

La colonna **tensione** si usa per i **volt**.

La colonna **potenza** si usa per i **watt**.

Per calcolare un **guadagno** si considerano i **volt** o i **watt** presi come **riferimento** e si **moltiplicano** per il numero riportato in ogni colonna.

Per calcolare una **attenuazione** si considerano i **volt** o i **watt** presi come **riferimento** e si **dividono** per il numero riportato in ogni colonna.

Nelle misure in **tensione,** ogni **6 dB** corrispondono ad un guadagno o ad una attenuazione quasi **doppia** rispetto a quella di riferimento.

Se **attenuiamo** di **6 dB** una **tensione** di **80 millivolt**, questa scenderà a circa **40 millivolt.**

Se **amplifichiamo** di **6 dB** una **tensione** di **80 millivolt**, questa salirà a circa **160 millivolt.**

Nelle misure in **potenza,** ogni **3 dB** corrispondono ad un guadagno o ad una attenuazione quasi **doppia** rispetto a quella di riferimento.

Se **attenuiamo** di **3 dB** una **potenza** di **5 watt,** questa scenderà ad una potenza di **2,5 watt.**

Se **amplifichiamo** di **3 dB** una **potenza** di **5 watt,** questa salirà a circa **10 watt**.



**Esempio** = Supponiamo che abbiate realizzato un circuito preamplificatore di BF che dovrebbe **guadagnare 15 dB,** e che desideriate quindi conoscere quale tensione preleverete in **uscita** applicando sul suo **ingresso** una tensione di **0,2 volt.**

- Nella Tabella dei **dB** dovrete cercare il numero **15** ed in corrispondenza di tale valore nella colonna **tensione** troverete il numero **5,623.**

Poichè il circuito **amplifica**, moltiplicherete la tensione degli **0,2 volt** per questo numero e, così facendo, otterrete:

**0,2 x 5,623 = 1,1246**

Pertanto sull'uscita del preamplificatore risulterà presente una **tensione** di **1,12 volt.**

**Esempio** = Supponiamo che abbiate realizzato un **filtro** che **attenua** di **12 dB** e che desideriate conoscere quale tensione preleverete in **uscita** applicando sul suo **ingresso** una tensione di **3,5 volt.**

- Nella Tabella dei **dB** dovrete cercare il numero **12** ed in corrispondenza di tale valore nella colonna **tensione** troverete il numero **3,981.**

Trattandosi di un circuito **attenuatore**, dovrete dividere la tensione di **3,5 volt** per questo numero e, così facendo, otterrete:

**3,5 : 3,981 = 0,879 volt**

Pertanto sull'uscita di questo filtro preleverete una **tensione** di **0,879 volt.**

**Esempio** = Supponiamo che sull'uscita di un amplificatore da **40 watt** abbiate applicato un filtro **cross-over** da **12 dB x ottava** che attenui tutte le

frequenze **alte** verso gli altoparlanti dei **medi** e dei **bassi** e che desideriate perciò conoscere quale **potenza** giungerà su questi due altoparlanti.

- Nella Tabella dei **dB** dovrete cercare il numero 12 ed in corrispondenza di tale valore nella colonna **potenza** troverete il numero **15,85.**

Trovandovi in presenza di una **attenuazione**, dovrete dividere i **40 watt** per questo numero e, così facendo, otterrete:

**40 : 15,85 = 2,5 watt**

Pertanto sugli altoparlanti dei **medi** e dei **bassi** giungeranno soltanto **2,5 watt** dei **40 watt** disponibili, mentre sull'altoparlante degli **acuti** giungerà tutta la massima potenza.

**Esempio** = Supponiamo che abbiate un amplificatore **Hi-Fi** da **40 Watt RMS** che **guadagna 30 dB** su un carico di **8 ohm** e che desideriate sapere quale ampiezza di segnale dovrete applicare sul suo ingresso per ottenere in uscita tale potenza.

- In primo luogo calcolerete quale tensione occorre applicare ai capi dell'altoparlante da **8 ohm** per ottenere **40 watt**, utilizzando la formula:

**Volt** = $\sqrt{\textbf{Watt x ohm}}$

Eseguendo questa operazione otterrete:

$\sqrt{\textbf{40 x 8}}$ = **17,88 volt**

Poichè l'amplificatore ha un **guadagno** di **30 dB**, andrete a cercare nella colonna dei **dB** il numero **30** e nella colonna **tensione** troverete il numero **31,62.**

Dividendo la tensione di uscita per questo numero, conoscerete quale tensione dovrete applicare sull'ingresso dell'amplificatore per ottenere in uscita **40 watt**:

**17,88 : 31,62 = 0,56 volt efficaci**

Il valore di tensione calcolato è rappresentato da **volt efficaci** perchè la potenza è espressa in **RMS.**

Per conoscere i **volt picco/picco**, cioè l'ampiezza della sinusoide che appare sullo schermo dell'oscilloscopio, dovrete moltiplicare questo numero **x 2,828** e, così facendo, otterrete:

**0,56 x 2,828 = 1,58 volt picco/picco**

In questo manuale troverete un capitolo dedicato interamente agli **Amplificatori di BF.**

**Esempio** = Supponiamo che, collegata un'antenna **direttiva** che guadagna **5 dB** ad un trasmettitore che eroga una potenza RF di **10 watt**, desideriate conoscere quale **potenza RF** verrà irradiata da tale antenna.

- Nella Tabella dei **dB** dovrete cercare il numero **5 dB** ed in corrispondenza di tale valore nella colonna **potenza** troverete il numero **3,162.**

Per conoscere la potenza irradiata dovrete moltiplicare i **10 watt** per questo numero e, così facendo, otterrete:

**10 x 3,162 = 31,62 watt**

una potenza identica a quella che irradierebbe un trasmettitore da **31,62 watt** provvisto di un normale dipolo con guadagno unitario.

**Esempio** = Supponiamo che, avendo un ricevitore cha ha una sensibilità di **1 microvolt**, desideriate conoscere quanto dovrà guadagnare la parabola per riuscire a captare dei segnali che non superino gli **0,07 microvolt.**

- Come prima operazione dovrete dividere la sensibilità del ricevitore con quella del segnale che vorreste ricevere:

**1 : 0,07 = 14,28**

Così facendo saprete che questo segnale dovrà essere **amplificato** di **14,28 volte** in **tensione.**

Se cercherete questo numero nella colonna **tensione**, troverete **14,29** che corrispondono ad un **guadagno** di **23,1 dB.**

In pratica dovrete scegliere una parabola che abbia un diametro tale da assicurare un **guadagno** maggiore di **23 dB.**

**Esempio** = Supponiamo che, avendo sull'ingresso di un cavo coassiale **RG.58** lungo **50 metri** un segnale di **10 microvolt** sui **145 MHz**, desideriate conoscere quale segnale otterrete alle sue estremità.

Sapendo che **100 metri** di cavo **attenuano** il segnale di circa **17 dB**, usandone **50 metri** l'attenuazione risulterà dimezzata, pari a soli **8,5 dB.**

Nella Tabella dei **dB** dovrete cercare quale numero è riportato nella colonna **tensione** e qui troverete **8,5 dB = 2,661.**

Dividendo i **10 microvolt** per questo numero otterrete:

**10 : 2,661 = 3,75 microvolt**

pertanto, sull'estremità del cavo coassiale sarà presente un segnale di **3,75 microvolt.**

# TABELLA dei decibel — da 0 dB a 34,7 dB

| dB | TENSIONE | POTENZA |
|---|---|---|
| 0,0 | 1,000 | 1,000 |
| 0,1 | 1,012 | 1,023 |
| 0,2 | 1,023 | 1,047 |
| 0,3 | 1,035 | 1,072 |
| 0,4 | 1,047 | 1,096 |
| 0,5 | 1,059 | 1,122 |
| 0,6 | 1,072 | 1,148 |
| 0,7 | 1,084 | 1,175 |
| 0,8 | 1,096 | 1,202 |
| 0,9 | 1,109 | 1,230 |
| 1,0 | 1,122 | 1,259 |
| 1,1 | 1,135 | 1,288 |
| 1,2 | 1,148 | 1,318 |
| 1,3 | 1,161 | 1,349 |
| 1,4 | 1,175 | 1,380 |
| 1,5 | 1,189 | 1,413 |
| 1,6 | 1,202 | 1,445 |
| 1,7 | 1,216 | 1,479 |
| 1,8 | 1,230 | 1,514 |
| 1,9 | 1,245 | 1,549 |
| 2,0 | 1,259 | 1,585 |
| 2,1 | 1,274 | 1,622 |
| 2,2 | 1,288 | 1,660 |
| 2,3 | 1,303 | 1,698 |
| 2,4 | 1,318 | 1,738 |
| 2,5 | 1,334 | 1,778 |
| 2,6 | 1,349 | 1,820 |
| 2,7 | 1,365 | 1,862 |
| 2,8 | 1,380 | 1,905 |
| 2,9 | 1,396 | 1,950 |
| 3,0 | 1,413 | 1,995 |
| 3,1 | 1,429 | 2,042 |
| 3,2 | 1,445 | 2,089 |
| 3,3 | 1,462 | 2,138 |
| 3,4 | 1,479 | 2,188 |
| 3,5 | 1,496 | 2,239 |
| 3,6 | 1,514 | 2,291 |
| 3,7 | 1,531 | 2,344 |
| 3,8 | 1,549 | 2,399 |
| 3,9 | 1,567 | 2,455 |
| 4,0 | 1,585 | 2,512 |
| 4,1 | 1,603 | 2,570 |
| 4,2 | 1,622 | 2,630 |
| 4,3 | 1,641 | 2,692 |
| 4,4 | 1,660 | 2,754 |
| 4,5 | 1,679 | 2,818 |
| 4,6 | 1,698 | 2,884 |
| 4,7 | 1,718 | 2,951 |
| 4,8 | 1,738 | 3,020 |
| 4,9 | 1,758 | 3,090 |
| 5,0 | 1,778 | 3,162 |
| 5,1 | 1,799 | 3,236 |
| 5,2 | 1,820 | 3,311 |
| 5,3 | 1,841 | 3,388 |
| 5,4 | 1,862 | 3,467 |
| 5,5 | 1,884 | 3,548 |

| dB | TENSIONE | POTENZA |
|---|---|---|
| 5,6 | 1,905 | 3,631 |
| 5,7 | 1,928 | 3,715 |
| 5,8 | 1,950 | 3,802 |
| 5,9 | 1,972 | 3,890 |
| 6,0 | 1,995 | 3,981 |
| 6,1 | 2,018 | 4,074 |
| 6,2 | 2,042 | 4,169 |
| 6,3 | 2,065 | 4,266 |
| 6,4 | 2,089 | 4,365 |
| 6,5 | 2,113 | 4,467 |
| 6,6 | 2,138 | 4,571 |
| 6,7 | 2,163 | 4,677 |
| 6,8 | 2,188 | 4,786 |
| 6,9 | 2,213 | 4,898 |
| 7,0 | 2,239 | 5,012 |
| 7,1 | 2,265 | 5,129 |
| 7,2 | 2,291 | 5,248 |
| 7,3 | 2,317 | 5,370 |
| 7,4 | 2,344 | 5,495 |
| 7,5 | 2,371 | 5,623 |
| 7,6 | 2,399 | 5,754 |
| 7,7 | 2,427 | 5,888 |
| 7,8 | 2,455 | 6,026 |
| 7,9 | 2,483 | 6,166 |
| 8,0 | 2,512 | 6,310 |
| 8,1 | 2,541 | 6,457 |
| 8,2 | 2,570 | 6,607 |
| 8,3 | 2,600 | 6,761 |
| 8,4 | 2,630 | 6,918 |
| 8,5 | 2,661 | 7,079 |
| 8,6 | 2,692 | 7,244 |
| 8,7 | 2,723 | 7,413 |
| 8,8 | 2,754 | 7,586 |
| 8,9 | 2,786 | 7,762 |
| 9,0 | 2,818 | 7,943 |
| 9,1 | 2,851 | 8,128 |
| 9,2 | 2,884 | 8,318 |
| 9,3 | 2,917 | 8,511 |
| 9,4 | 2,951 | 8,710 |
| 9,5 | 2,985 | 8,913 |
| 9,6 | 3,020 | 9,120 |
| 9,7 | 3,055 | 9,333 |
| 9,8 | 3,090 | 9,550 |
| 9,9 | 3,126 | 9,772 |
| 10,0 | 3,162 | 10,00 |
| 10,1 | 3,199 | 10,23 |
| 10,2 | 3,236 | 10,47 |
| 10,3 | 3,273 | 10,71 |
| 10,4 | 3,311 | 10,96 |
| 10,5 | 3,350 | 11,22 |
| 10,6 | 3,388 | 11,48 |
| 10,7 | 3,428 | 11,75 |
| 10,8 | 3,467 | 12,02 |
| 10,9 | 3,508 | 12,30 |
| 11,0 | 3,548 | 12,59 |
| 11,1 | 3,589 | 12,88 |

| dB | TENSIONE | POTENZA |
|---|---|---|
| 11,2 | 3,631 | 13,18 |
| 11,3 | 3,673 | 13,49 |
| 11,4 | 3,715 | 13,80 |
| 11,5 | 3,758 | 14,12 |
| 11,6 | 3,802 | 14,45 |
| 11,7 | 3,846 | 14,79 |
| 11,8 | 3,890 | 15,14 |
| 11,9 | 3,936 | 15,49 |
| 12,0 | 3,981 | 15,85 |
| 12,1 | 4,027 | 16,22 |
| 12,2 | 4,074 | 16,60 |
| 12,3 | 4,121 | 16,98 |
| 12,4 | 4,169 | 17,38 |
| 12,5 | 4,217 | 17,78 |
| 12,6 | 4,266 | 18,20 |
| 12,7 | 4,315 | 18,62 |
| 12,8 | 4,365 | 19,05 |
| 12,9 | 4,416 | 19,50 |
| 13,0 | 4,467 | 19,95 |
| 13,1 | 4,519 | 20,42 |
| 13,2 | 4,571 | 20,89 |
| 13,3 | 4,624 | 21,38 |
| 13,4 | 4,677 | 21,88 |
| 13,5 | 4,732 | 22,39 |
| 13,6 | 4,786 | 22,91 |
| 13,7 | 4,842 | 23,44 |
| 13,8 | 4,898 | 23,99 |
| 13,9 | 4,955 | 24,55 |
| 14,0 | 5,012 | 25,12 |
| 14,1 | 5,070 | 25,70 |
| 14,2 | 5,129 | 26,30 |
| 14,3 | 5,188 | 26,91 |
| 14,4 | 5,248 | 27,54 |
| 14,5 | 5,309 | 28,18 |
| 14,6 | 5,370 | 28,84 |
| 14,7 | 5,433 | 29,51 |
| 14,8 | 5,495 | 30,20 |
| 14,9 | 5,559 | 30,90 |
| 15,0 | 5,623 | 31,62 |
| 15,1 | 5,689 | 32,36 |
| 15,2 | 5,754 | 33,11 |
| 15,3 | 5,821 | 33,88 |
| 15,4 | 5,888 | 34,67 |
| 15,5 | 5,957 | 35,48 |
| 15,6 | 6,026 | 36,31 |
| 15,7 | 6,095 | 37,15 |
| 15,8 | 6,166 | 38,02 |
| 15,9 | 6,237 | 38,90 |
| 16,0 | 6,310 | 39,81 |
| 16,1 | 6,383 | 40,74 |
| 16,2 | 6,457 | 41,69 |
| 16,3 | 6,531 | 42,66 |
| 16,4 | 6,607 | 43,65 |
| 16,5 | 6,683 | 44,67 |
| 16,6 | 6,761 | 45,71 |
| 16,7 | 6,839 | 46,77 |

| dB | TENSIONE | POTENZA |
|---|---|---|
| 16,8 | 6,918 | 47,86 |
| 16,9 | 6,998 | 48,98 |
| 17,0 | 7,079 | 50,12 |
| 17,1 | 7,161 | 51,29 |
| 17,2 | 7,244 | 52,48 |
| 17,3 | 7,328 | 53,70 |
| 17,4 | 7,413 | 54,95 |
| 17,5 | 7,499 | 56,23 |
| 17,6 | 7,586 | 57,54 |
| 17,7 | 7,674 | 58,88 |
| 17,8 | 7,762 | 60,26 |
| 17,9 | 7,852 | 61,66 |
| 18,0 | 7,943 | 63,10 |
| 18,1 | 8,035 | 64,56 |
| 18,2 | 8,128 | 66,07 |
| 18,3 | 8,222 | 67,61 |
| 18,4 | 8,318 | 69,18 |
| 18,5 | 8,414 | 70,79 |
| 18,6 | 8,511 | 72,44 |
| 18,7 | 8,610 | 74,13 |
| 18,8 | 8,710 | 75,86 |
| 18,9 | 8,810 | 77,62 |
| 19,0 | 8,913 | 79,43 |
| 19,1 | 9,016 | 81,28 |
| 19,2 | 9,120 | 83,18 |
| 19,3 | 9,226 | 85,11 |
| 19,4 | 9,333 | 87,10 |
| 19,5 | 9,441 | 89,12 |
| 19,6 | 9,550 | 91,20 |
| 19,7 | 9,661 | 93,32 |
| 19,8 | 9,772 | 95,45 |
| 19,9 | 9,886 | 97,72 |
| 20,0 | 10,00 | 100,0 |
| 20,1 | 10,12 | 102,3 |
| 20,2 | 10,23 | 104,7 |
| 20,3 | 10,35 | 107,1 |
| 20,4 | 10,47 | 109,6 |
| 20,5 | 10,59 | 112,2 |
| 20,6 | 10,71 | 114,8 |
| 20,7 | 10,84 | 117,5 |
| 20,8 | 10,96 | 120,2 |
| 20,9 | 11,09 | 123,0 |
| 21,0 | 11,22 | 125,9 |
| 21,1 | 11,35 | 128,8 |
| 21,2 | 11,48 | 131,8 |
| 21,3 | 11,61 | 134,9 |
| 21,4 | 11,75 | 138,0 |
| 21,5 | 11,88 | 141,2 |
| 21,6 | 12,02 | 144,5 |
| 21,7 | 12,16 | 147,9 |
| 21,8 | 12,30 | 151,4 |
| 21,9 | 12,44 | 154,9 |
| 22,0 | 12,59 | 158,5 |
| 22,1 | 12,73 | 162,2 |
| 22,2 | 12,88 | 166,0 |
| 22,3 | 13,03 | 169,8 |
| 22,4 | 13,18 | 173,8 |
| 22,5 | 13,33 | 177,8 |
| 22,6 | 13,49 | 182,0 |
| 22,7 | 13,65 | 186,2 |

| dB | TENSIONE | POTENZA |
|---|---|---|
| 22,8 | 13,80 | 190,5 |
| 22,9 | 13,96 | 195,0 |
| 23,0 | 14,12 | 199,5 |
| 23,1 | 14,29 | 204,2 |
| 23,2 | 14,45 | 208,9 |
| 23,3 | 14,62 | 213,8 |
| 23,4 | 14,79 | 218,8 |
| 23,5 | 14,96 | 223,9 |
| 23,6 | 15,14 | 229,1 |
| 23,7 | 15,31 | 234,4 |
| 23,8 | 15,49 | 239,9 |
| 23,9 | 15,67 | 245,5 |
| 24,0 | 15,85 | 251,2 |
| 24,1 | 16,03 | 257,0 |
| 24,2 | 16,22 | 263,0 |
| 24,3 | 16,41 | 269,1 |
| 24,4 | 16,60 | 275,4 |
| 24,5 | 16,79 | 281,8 |
| 24,6 | 16,98 | 288,4 |
| 24,7 | 17,18 | 295,1 |
| 24,8 | 17,38 | 302,0 |
| 24,9 | 17,58 | 309,0 |
| 25,0 | 17,78 | 316,2 |
| 25,1 | 17,99 | 323,6 |
| 25,2 | 18,20 | 331,1 |
| 25,3 | 18,41 | 338,8 |
| 25,4 | 18,62 | 346,7 |
| 25,5 | 18,84 | 354,8 |
| 25,6 | 19,05 | 363,1 |
| 25,7 | 19,27 | 371,5 |
| 25,8 | 19,50 | 380,2 |
| 25,9 | 19,72 | 389,0 |
| 26,0 | 19,95 | 398,1 |
| 26,1 | 20,18 | 407,4 |
| 26,2 | 20,42 | 416,9 |
| 26,3 | 20,65 | 426,6 |
| 26,4 | 20,89 | 436,5 |
| 26,5 | 21,13 | 446,7 |
| 26,6 | 21,38 | 457,1 |
| 26,7 | 21,63 | 467,7 |
| 26,8 | 21,88 | 478,6 |
| 26,9 | 22,13 | 489,8 |
| 27,0 | 22,39 | 501,2 |
| 27,1 | 22,65 | 512,9 |
| 27,2 | 22,91 | 524,8 |
| 27,3 | 23,17 | 537,0 |
| 27,4 | 23,44 | 549,5 |
| 27,5 | 23,71 | 562,3 |
| 27,6 | 23,99 | 575,4 |
| 27,7 | 24,27 | 588,8 |
| 27,8 | 24,55 | 602,6 |
| 27,9 | 24,83 | 616,6 |
| 28,0 | 25,12 | 631,0 |
| 28,1 | 25,41 | 645,6 |
| 28,2 | 25,70 | 660,7 |
| 28,3 | 26,00 | 676,1 |
| 28,4 | 26,30 | 691,8 |
| 28,5 | 26,61 | 707,9 |
| 28,6 | 26,91 | 724,4 |
| 28,7 | 27,23 | 741,3 |

| dB | TENSIONE | POTENZA |
|---|---|---|
| 28,8 | 27,54 | 758,6 |
| 28,9 | 27,86 | 776,2 |
| 29,0 | 28,18 | 794,3 |
| 29,1 | 28,51 | 812,8 |
| 29,2 | 28,84 | 831,8 |
| 29,3 | 29,17 | 851,1 |
| 29,4 | 29,51 | 871,0 |
| 29,5 | 29,85 | 891,2 |
| 29,6 | 30,20 | 912,0 |
| 29,7 | 30,55 | 933,2 |
| 29,8 | 30,90 | 955,0 |
| 29,9 | 31,26 | 977,2 |
| 30,0 | 31,62 | 1.000 |
| 30,1 | 31,99 | 1.023 |
| 30,2 | 32,36 | 1.047 |
| 30,3 | 32,73 | 1.072 |
| 30,4 | 33,11 | 1.096 |
| 30,5 | 33,50 | 1.122 |
| 30,6 | 33,88 | 1.148 |
| 30,7 | 34,28 | 1.175 |
| 30,8 | 34,67 | 1.202 |
| 30,9 | 35,07 | 1.230 |
| 31,0 | 35,48 | 1.259 |
| 31,1 | 35,89 | 1.288 |
| 31,2 | 36,31 | 1.318 |
| 31,3 | 36,73 | 1.349 |
| 31,4 | 37,15 | 1.380 |
| 31,5 | 37,58 | 1.413 |
| 31,6 | 38,02 | 1.445 |
| 31,7 | 38,46 | 1.479 |
| 31,8 | 38,90 | 1.514 |
| 31,9 | 39,35 | 1.549 |
| 32,0 | 39,81 | 1.585 |
| 32,1 | 40,27 | 1.622 |
| 32,2 | 40,74 | 1.660 |
| 32,3 | 41,21 | 1.698 |
| 32,4 | 41,69 | 1.738 |
| 32,5 | 42,17 | 1.778 |
| 32,6 | 42,66 | 1.820 |
| 32,7 | 43,15 | 1.862 |
| 32,8 | 43,65 | 1.905 |
| 32,9 | 44,16 | 1.950 |
| 33,0 | 44,67 | 1.995 |
| 33,1 | 45,19 | 2.042 |
| 33,2 | 45,71 | 2.089 |
| 33,3 | 46,24 | 2.138 |
| 33,4 | 46,77 | 2.188 |
| 33,5 | 47,31 | 2.239 |
| 33,6 | 47,86 | 2.291 |
| 33,7 | 48,42 | 2.344 |
| 33,8 | 48,98 | 2.399 |
| 33,9 | 49,54 | 2.455 |
| 34,0 | 50,12 | 2.512 |
| 34,1 | 50,70 | 2.570 |
| 34,2 | 51,29 | 2.630 |
| 34,3 | 51,88 | 2.692 |
| 34,4 | 52,48 | 2.754 |
| 34,5 | 53,09 | 2.818 |
| 34,6 | 53,70 | 2.884 |
| 34,7 | 54,32 | 2.951 |

| dB | TENSIONE | POTENZA |
|---|---|---|
| 34,8 | 54,95 | 3.020 |
| 34,9 | 55,59 | 3.090 |
| 35,0 | 56,23 | 3.162 |
| 35,1 | 56,88 | 3.236 |
| 35,2 | 57,54 | 3.311 |
| 35,3 | 58,21 | 3.388 |
| 35,4 | 58,88 | 3.467 |
| 35,5 | 59,57 | 3.548 |
| 35,6 | 60,26 | 3.631 |
| 35,7 | 60,95 | 3.715 |
| 35,8 | 61,66 | 3.802 |
| 35,9 | 62,37 | 3.890 |
| 36,0 | 63,10 | 3.981 |
| 36,1 | 63,83 | 4.074 |
| 36,2 | 64,56 | 4.169 |
| 36,3 | 65,31 | 4.266 |
| 36,4 | 66,07 | 4.365 |
| 36,5 | 66,83 | 4.467 |
| 36,6 | 67,61 | 4.571 |
| 36,7 | 68,39 | 4.677 |
| 36,8 | 69,18 | 4.786 |
| 36,9 | 69,98 | 4.898 |
| 37,0 | 70,79 | 5.012 |
| 37,1 | 71,61 | 5.129 |
| 37,2 | 72,44 | 5.248 |
| 37,3 | 73,28 | 5.370 |
| 37,4 | 74,13 | 5.495 |
| 37,5 | 74,99 | 5.623 |
| 37,6 | 75,86 | 5.754 |
| 37,7 | 76,74 | 5.888 |
| 37,8 | 77,62 | 6.026 |
| 37,9 | 78,52 | 6.166 |
| 38,0 | 79,43 | 6.310 |
| 38,1 | 80,35 | 6.457 |
| 38,2 | 81,28 | 6.607 |
| 38,3 | 82,22 | 6.761 |
| 38,4 | 83,18 | 6.918 |
| 38,5 | 84,14 | 7.079 |
| 38,6 | 85,11 | 7.244 |
| 38,7 | 86,10 | 7.413 |
| 38,8 | 87,10 | 7.586 |
| 38,9 | 88,10 | 7.762 |
| 39,0 | 89,12 | 7.943 |
| 39,1 | 90,16 | 8.128 |
| 39,2 | 91,20 | 8.318 |
| 39,3 | 92,26 | 8.511 |
| 39,4 | 93,32 | 8.710 |
| 39,5 | 94,41 | 8.913 |
| 39,6 | 95,50 | 9.120 |
| 39,7 | 96,60 | 9.333 |
| 39,8 | 97,72 | 9.550 |
| 39,9 | 98,85 | 9.772 |
| 40,0 | 100,0 | 10.000 |
| 40,1 | 101,2 | 10.230 |
| 40,2 | 102,3 | 10.470 |
| 40,3 | 103,5 | 10.710 |

| dB | TENSIONE | POTENZA |
|---|---|---|
| 40,4 | 104,7 | 10.960 |
| 40,5 | 105,9 | 11.220 |
| 40,6 | 107,1 | 11.480 |
| 40,7 | 108,4 | 11.750 |
| 40,8 | 109,6 | 12.020 |
| 40,9 | 110,9 | 12.300 |
| 41,0 | 112,2 | 12.590 |
| 41,1 | 113,5 | 12.880 |
| 41,2 | 114,8 | 13.180 |
| 41,3 | 116,1 | 13.490 |
| 41,4 | 117,5 | 13.800 |
| 41,5 | 118,8 | 14.120 |
| 41,6 | 120,2 | 14.450 |
| 41,7 | 121,6 | 14.790 |
| 41,8 | 123,0 | 15.140 |
| 41,9 | 124,4 | 15.490 |
| 42,0 | 125,9 | 15.850 |
| 42,1 | 127,3 | 16.220 |
| 42,2 | 128,8 | 16.600 |
| 42,3 | 130,3 | 16.980 |
| 42,4 | 131,8 | 17.380 |
| 42,5 | 133,3 | 17.780 |
| 42,6 | 134,9 | 18.200 |
| 42,7 | 136,5 | 18.620 |
| 42,8 | 138,0 | 19.050 |
| 42,9 | 139,6 | 19.500 |
| 43,0 | 141,3 | 19.950 |
| 43,1 | 142,9 | 20.420 |
| 43,2 | 144,5 | 20.890 |
| 43,3 | 146,2 | 21.380 |
| 43,4 | 147,9 | 21.880 |
| 43,5 | 149,6 | 22.390 |
| 43,6 | 151,4 | 22.910 |
| 43,7 | 153,1 | 23.440 |
| 43,8 | 154,9 | 23.990 |
| 43,9 | 156,7 | 24.550 |
| 44,0 | 158,5 | 25.120 |
| 44,1 | 160,3 | 25.700 |
| 44,2 | 162,2 | 26.300 |
| 44,3 | 164,1 | 26.910 |
| 44,4 | 166,0 | 27.540 |
| 44,5 | 167,9 | 28.180 |
| 44,6 | 169,8 | 28.840 |
| 44,7 | 171,8 | 29.510 |
| 44,8 | 173,8 | 30.200 |
| 44,9 | 175,8 | 30.900 |
| 45,0 | 177,8 | 31.620 |
| 45,1 | 179,9 | 32.360 |
| 45,2 | 182,0 | 33.110 |
| 45,3 | 184,1 | 33.880 |
| 45,4 | 186,2 | 34.670 |
| 45,5 | 188,4 | 35.480 |
| 45,6 | 190,5 | 36.310 |
| 45,7 | 192,7 | 37.150 |
| 45,8 | 195,0 | 38.020 |
| 45,9 | 197,2 | 38.900 |

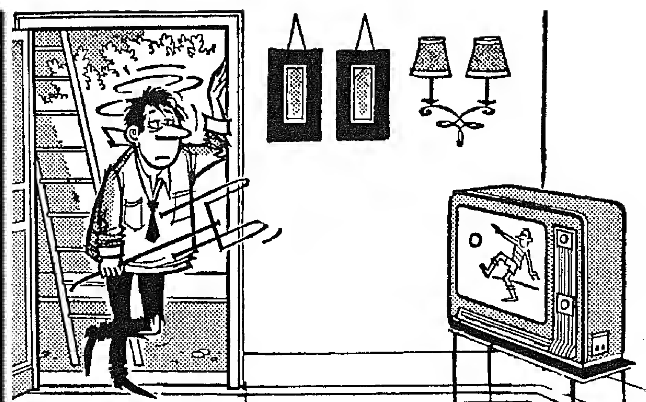
| dB | TENSIONE | POTENZA |
|---|---|---|
| 46,0 | 199,5 | 39.810 |
| 46,1 | 201,8 | 40.740 |
| 46,2 | 204,2 | 41.690 |
| 46,3 | 206,5 | 42.660 |
| 46,4 | 208,9 | 43.650 |
| 46,5 | 211,3 | 44.670 |
| 46,6 | 213,8 | 45.710 |
| 46,7 | 216,3 | 46.770 |
| 46,8 | 218,8 | 47.860 |
| 46,9 | 221,3 | 48.980 |
| 47,0 | 223,9 | 50.120 |
| 47,1 | 226,5 | 51.290 |
| 47,2 | 229,1 | 52.480 |
| 47,3 | 231,7 | 53.700 |
| 47,4 | 234,4 | 54.950 |
| 47,5 | 237,1 | 56.230 |
| 47,6 | 239,9 | 57.540 |
| 47,7 | 242,7 | 58.880 |
| 47,8 | 245,5 | 60.260 |
| 47,9 | 248,3 | 61.660 |
| 48,0 | 251,2 | 63.100 |
| 48,1 | 254,1 | 64.560 |
| 48,2 | 257,0 | 66.070 |
| 48,3 | 260,0 | 67.610 |
| 48,4 | 263,0 | 69.180 |
| 48,5 | 266,1 | 70.790 |
| 48,6 | 269,1 | 72.440 |
| 48,7 | 272,3 | 74.130 |
| 48,8 | 275,4 | 75.860 |
| 48,9 | 278,6 | 77.620 |
| 49,0 | 281,8 | 79.430 |
| 49,1 | 285,1 | 81.280 |
| 49,2 | 288,4 | 83.180 |
| 49,3 | 291,7 | 85.110 |
| 49,4 | 295,1 | 87.100 |
| 49,5 | 298,5 | 89.120 |
| 49,6 | 302,0 | 91.200 |
| 49,7 | 305,5 | 93.320 |
| 49,8 | 309,0 | 95.500 |
| 49,9 | 312,6 | 97.720 |
| 50,0 | 316,2 | 100.000 |
| 50,1 | 319,9 | 102.300 |
| 50,2 | 323,6 | 104.700 |
| 50,3 | 327,3 | 107.200 |
| 50,4 | 331,1 | 109.600 |
| 50,5 | 335,0 | 112.200 |
| 50,6 | 338,8 | 114.800 |
| 50,7 | 342,8 | 117.500 |
| 50,8 | 346,7 | 120.200 |
| 50,9 | 350,7 | 123.000 |
| 51,0 | 354,8 | 125.900 |
| 51,1 | 358,9 | 128.800 |
| 51,2 | 363,1 | 131.800 |
| 51,3 | 367,3 | 134.900 |
| 51,4 | 371,5 | 138.000 |
| 51,5 | 375,8 | 141.300 |

| dB | TENSIONE | POTENZA |
|---|---|---|
| 51,6 | 380,2 | 144.500 |
| 51,7 | 384,6 | 147.900 |
| 51,8 | 389,0 | 151.400 |
| 51,9 | 393,5 | 154.900 |
| 52,0 | 398,1 | 158.500 |
| 52,1 | 402,7 | 162.200 |
| 52,2 | 407,4 | 166.000 |
| 52,3 | 412,1 | 169.800 |
| 52,4 | 416,9 | 173.800 |
| 52,5 | 421,7 | 177.800 |
| 52,6 | 426,6 | 182.000 |
| 52,7 | 431,5 | 186.200 |
| 52,8 | 436,5 | 190.500 |
| 52,9 | 441,6 | 195.000 |
| 53,0 | 446,7 | 199.500 |
| 53,1 | 451,9 | 204.200 |
| 53,2 | 457,1 | 208.900 |
| 53,3 | 462,4 | 213.800 |
| 53,4 | 467,7 | 218.800 |
| 53,5 | 473,1 | 223.900 |
| 53,6 | 478,6 | 229.100 |
| 53,7 | 484,2 | 234.400 |
| 53,8 | 489,8 | 239.900 |
| 53,9 | 495,4 | 245.500 |
| 54,0 | 501,2 | 251.200 |
| 54,1 | 507,0 | 257.000 |
| 54,2 | 512,9 | 263.000 |
| 54,3 | 518,8 | 269.200 |
| 54,4 | 524,8 | 275.400 |
| 54,5 | 530,9 | 281.800 |
| 54,6 | 537,0 | 288.400 |
| 54,7 | 543,2 | 295.100 |
| 54,8 | 549,5 | 302.000 |
| 54,9 | 555,9 | 309.000 |
| 55,0 | 562,3 | 316.200 |
| 55,1 | 568,8 | 323.600 |
| 55,2 | 575,4 | 331.100 |
| 55,3 | 582,1 | 338.800 |
| 55,4 | 588,8 | 346.700 |
| 55,5 | 595,7 | 354.800 |
| 55,6 | 602,6 | 363.100 |
| 55,7 | 609,5 | 371.500 |
| 55,8 | 616,6 | 380.200 |
| 55,9 | 623,7 | 389.000 |
| 56,0 | 631,0 | 398.100 |
| 56,1 | 638,3 | 407.400 |
| 56,2 | 645,6 | 416.900 |
| 56,3 | 653,1 | 426.600 |
| 56,4 | 660,7 | 436.500 |
| 56,5 | 668,3 | 446.700 |
| 56,6 | 676,1 | 457.100 |
| 56,7 | 683,9 | 467.700 |
| 56,8 | 691,8 | 478.600 |
| 56,9 | 699,8 | 489.800 |
| 57,0 | 707,9 | 501.200 |
| 57,1 | 716,1 | 512.900 |
| 57,2 | 724,4 | 524.800 |
| 57,3 | 732,8 | 537.000 |
| 57,4 | 741,3 | 549.500 |
| 57,5 | 749,9 | 562.300 |

| dB | TENSIONE | POTENZA |
|---|---|---|
| 57,6 | 758,6 | 575.400 |
| 57,7 | 767,4 | 588.800 |
| 57,8 | 776,2 | 602.600 |
| 57,9 | 785,2 | 616.600 |
| 58,0 | 794,3 | 631.000 |
| 58,1 | 803,5 | 645.700 |
| 58,2 | 812,8 | 660.700 |
| 58,3 | 822,2 | 676.100 |
| 58,4 | 831,8 | 691.800 |
| 58,5 | 841,4 | 707.900 |
| 58,6 | 851,1 | 724.400 |
| 58,7 | 861,0 | 741.300 |
| 58,8 | 871,0 | 758.600 |
| 58,9 | 881,0 | 776.200 |
| 59,0 | 891,2 | 794.300 |
| 59,1 | 901,6 | 812.800 |
| 59,2 | 912,0 | 831.800 |
| 59,3 | 922,6 | 851.100 |
| 59,4 | 933,2 | 871.000 |
| 59,5 | 944,1 | 893.300 |
| 59,6 | 955,0 | 912.000 |
| 59,7 | 966,0 | 933.300 |
| 59,8 | 977,2 | 955.000 |
| 59,9 | 988,5 | 977.200 |
| 60,0 | 1.000 | 1.000.000 |
| 60,1 | 1.012 | 1.023.000 |
| 60,2 | 1.023 | 1.047.000 |
| 60,3 | 1.035 | 1.072.000 |
| 60,4 | 1.047 | 1.096.000 |
| 60,5 | 1.059 | 1.122.000 |
| 60,6 | 1.072 | 1.148.000 |
| 60,7 | 1.084 | 1.175.000 |
| 60,8 | 1.096 | 1.202.000 |
| 60,9 | 1.109 | 1.230.000 |
| 61,0 | 1.122 | 1.259.000 |
| 61,1 | 1.135 | 1.288.000 |
| 61,2 | 1.148 | 1.318.000 |
| 61,3 | 1.161 | 1.349.000 |
| 61,4 | 1.175 | 1.380.000 |
| 61,5 | 1.188 | 1.413.000 |
| 61,6 | 1.202 | 1.445.000 |
| 61,7 | 1.216 | 1.479.000 |
| 61,8 | 1.230 | 1.514.000 |
| 61,9 | 1.245 | 1.549.000 |
| 62,0 | 1.259 | 1.585.000 |
| 62,1 | 1.273 | 1.622.000 |
| 62,2 | 1.288 | 1.660.000 |
| 62,3 | 1.303 | 1.698.000 |
| 62,4 | 1.318 | 1.738.000 |
| 62,5 | 1.334 | 1.778.000 |
| 62,6 | 1.349 | 1.820.000 |
| 62,7 | 1.365 | 1.862.000 |
| 62,8 | 1.380 | 1.905.000 |
| 62,9 | 1.396 | 1.950.000 |
| 63,0 | 1.413 | 1.995.000 |
| 63,1 | 1.429 | 2.042.000 |
| 63,2 | 1.445 | 2.089.000 |
| 63,3 | 1.462 | 2.138.000 |
| 63,4 | 1.479 | 2.188.000 |
| 63,5 | 1.496 | 2.239.000 |

| dB | TENSIONE | POTENZA |
|---|---|---|
| 63,6 | 1.514 | 2.291.000 |
| 63,7 | 1.531 | 2.344.000 |
| 63,8 | 1.549 | 2.399.000 |
| 63,9 | 1.567 | 2.455.000 |
| 64,0 | 1.584 | 2.512.000 |
| 64,1 | 1.603 | 2.570.000 |
| 64,2 | 1.622 | 2.630.000 |
| 64,3 | 1.641 | 2.692.000 |
| 64,4 | 1.660 | 2.754.000 |
| 64,5 | 1.679 | 2.818.000 |
| 64,6 | 1.698 | 2.884.000 |
| 64,7 | 1.718 | 2.951.000 |
| 64,8 | 1.738 | 3.020.000 |
| 64,9 | 1.758 | 3.090.000 |
| 65,0 | 1.778 | 3.162.000 |
| 65,1 | 1.799 | 3.236.000 |
| 65,2 | 1.820 | 3.311.000 |
| 65,3 | 1.841 | 3.388.000 |
| 65,4 | 1.862 | 3.467.000 |
| 65,5 | 1.884 | 3.548.000 |
| 65,6 | 1.905 | 3.631.000 |
| 65,7 | 1.928 | 3.715.000 |
| 65,8 | 1.950 | 3.802.000 |
| 65,9 | 1.972 | 3.890.000 |
| 66,0 | 1.995 | 3.981.000 |
| 66,1 | 2.018 | 4.074.000 |
| 66,2 | 2.042 | 4.169.000 |
| 66,3 | 2.065 | 4.266.000 |
| 66,4 | 2.089 | 4.365.000 |
| 66,5 | 2.113 | 4.467.000 |
| 66,6 | 2.138 | 4.571.000 |
| 66,7 | 2.163 | 4.677.000 |
| 66,8 | 2.188 | 4.786.000 |
| 66,9 | 2.213 | 4.898.000 |
| 67,0 | 2.239 | 5.012.000 |
| 67,1 | 2.265 | 5.129.000 |
| 67,2 | 2.291 | 5.248.000 |
| 67,3 | 2.317 | 5.370.000 |
| 67,4 | 2.344 | 5.495.000 |
| 67,5 | 2.371 | 5.623.000 |
| 67,6 | 2.399 | 5.754.000 |
| 67,7 | 2.427 | 5.888.000 |
| 67,8 | 2.455 | 6.026.000 |
| 67,9 | 2.483 | 6.166.000 |
| 68,0 | 2.512 | 6.310.000 |
| 68,1 | 2.541 | 6.457.000 |
| 68,2 | 2.570 | 6.607.000 |
| 68,3 | 2.600 | 6.761.000 |
| 68,4 | 2.630 | 6.918.000 |
| 68,5 | 2.661 | 7.079.000 |
| 68,6 | 2.692 | 7.244.000 |
| 68,7 | 2.723 | 7.413.000 |
| 68,8 | 2.754 | 7.586.000 |
| 68,9 | 2.786 | 7.762.000 |
| 69,0 | 2.818 | 7.943.000 |
| 69,1 | 2.851 | 8.128.000 |
| 69,2 | 2.884 | 8.318.000 |
| 69,3 | 2.917 | 8.511.000 |
| 69,4 | 2.951 | 8.710.000 |
| 69,5 | 2.985 | 8.913.000 |

# UNITÀ di MISURA in dB microvolt



L'unità di misura espressa in **dBmicrovolt** viene utilizzata per determinare un guadagno o una attenuazione in **tensione** su una impedenza di **carico** da **75 ohm**, utilizzata normalmente in tutti i preamplificatori, attenuatori e ricevitori TV prendendo come riferimento:

**0 dBmicrovolt = 1 microvolt**

Un segnale di **10 dBmicrovolt** corrisponde ad una tensione di **3,16 microvolt.**
Un segnale di **20 dBmicrovolt** corrisponde ad una tensione di **10 microvolt.**
Un segnale di **70 dBmicrovolt** corrisponde ad una tensione di **3.160 microvolt.**
Usando i **dBmicrovolt** si semplificano tutte le operazioni di calcolo, perchè basta fare delle semplici somme e divisioni per sapere se il segnale che giunge sull'ingresso di un televisore debba essere amplificato o attenuato.
Sapendo che il segnale che dovrete applicare sull'ingresso di un TV deve risultare di **70 dBmicrovolt**, se conoscete quale segnale è presente sull'antenna potrete immediatamente sapere quanti **dB** dovrà guadagnare il preamplificatore d'antenna.
Ammesso che ai capi dell'antenna risulti presente un segnale di **60 dBmicrovolt**, dovrete in questo caso usare un preamplificatore con un guadagno di:

**70 - 60 = 10 dB**

Poichè vi saranno sempre delle attenuazioni, come ad esempio quella del cavo coassiale che potrebbe **attenuare** il segnale di **8 dB** e quella della presa utente che potrebbe **attenuare** di altri **5 dB**, il preamplificatore potrà assicurarvi un guadagno di:

**10 + (8 + 5) = 23 dB**

**Nota** = I dB di un guadagno o di una attenuazione si possono sommare e sottrarre ai **dBmicrovolt**. Il risultato che si ottiene da queste operazioni rimarrà sempre espresso in **dBmicrovolt**.

**Segnale TV** = Il segnale presente sulla **presa** alla quale collegherete il vostro **televisore** non dovrà mai risultare:

**minore** di **60 dBmicrovolt**
**maggiore** di **78 dBmicrovolt**

**Esempio** = Supponiamo che desideriate conoscere quale segnale risulterà presente sulla vostra **presa TV** sapendo che:

- in Antenna sono presenti **72 dBmicrovolt**
- il Preamplificatore **guadagna 15 dB**
- il Cavo coassiale di discesa **attenua 5 dB**
- il Derivatore **attenua 14 dB**
- la Presa utente **attenua 4 dB**

Per sapere quale segnale sarà presente sulla Presa utente sarà sufficiente **sommare i guadagni** e **sottrarre** le **attenuazioni**:

**72+15 = 87 dBuV sull'uscita del preamplif.**
**87 - 5 = 82 dBuV sull'uscita del cavo discesa**
**82 - 14 = 68 dBuV sull'uscita del Derivatore**
**68 - 4 = 64 dBuV segnale sulla Presa TV**

Poichè un segnale di **64 dBmicrovolt** è un valore **ideale**, vedrete in modo perfetto.

**Esempio** = Supponiamo che, avendo sulla **Presa TV** un segnale di **85 dBmicrovolt**, desideriate sapere quale soluzione adottare per **attenuarlo**.

Per **attenuare** un segnale che supera il **livello massimo** consentito, la sola soluzione possibile è quella di utilizzare una **Presa Utente** che attenui il segnale di **14**.
Usando questa presa, sulla sua uscita otterrete un segnale di:

**85 - 14 = 71 dBmicrovolt**

# TABELLA dei dBmicrovolt su impedenze da 75 ohm

| dBuV | microvolt |
|---|---|
| 0 | 1 |
| 0,5 | 1,06 |
| 1,0 | 1,12 |
| 1,5 | 1,19 |
| 2,0 | 1,26 |
| 2,5 | 1,33 |
| 3,0 | 1,41 |
| 3,5 | 1,50 |
| 4,0 | 1,58 |
| 4,5 | 1,68 |
| 5,0 | 1,78 |
| 5,5 | 1,88 |
| 6,0 | 2,00 |
| 6,5 | 2,11 |
| 7,0 | 2,24 |
| 7,5 | 2,37 |
| 8,0 | 2,51 |
| 8,5 | 2,65 |
| 9,0 | 2,82 |
| 9,5 | 2,98 |
| 10,0 | 3,16 |
| 10,5 | 3,35 |
| 11,0 | 3,55 |
| 11,5 | 3,76 |
| 12,0 | 3,98 |
| 12,5 | 4,22 |
| 13,0 | 4,47 |
| 13,5 | 4,73 |
| 14,0 | 5,01 |
| 14,5 | 5,31 |
| 15,0 | 5,62 |
| 15,5 | 5,95 |
| 16,0 | 6,31 |
| 16,5 | 6,68 |
| 17,0 | 7,08 |
| 17,5 | 7,50 |
| 18,0 | 7,94 |
| 18,5 | 8,41 |
| 19,0 | 8,91 |
| 19,5 | 9,44 |
| 20,0 | 10,0 |
| 20,5 | 10,5 |
| 21,0 | 11,2 |
| 21,5 | 11,8 |
| 22,0 | 12,5 |
| 22,5 | 13,3 |
| 23,0 | 14,1 |
| 23,5 | 15,0 |
| 24,0 | 15,8 |
| 24,5 | 16,8 |
| 25,0 | 17,8 |
| 25,5 | 18,8 |
| 26,0 | 20,0 |
| 26,5 | 21,1 |
| 27,0 | 22,4 |
| 27,5 | 23,7 |
| 28,0 | 25,1 |
| 28,5 | 26,5 |
| 29,0 | 28,2 |
| 29,5 | 29,8 |
| 30,0 | 31,6 |
| 30,5 | 33,5 |
| 31,0 | 35,5 |
| 31,5 | 37,6 |

| dBuV | microvolt |
|---|---|
| 32,0 | 39,8 |
| 32,5 | 42,2 |
| 33,0 | 44,7 |
| 33,5 | 47,3 |
| 34,0 | 50,1 |
| 34,5 | 53,0 |
| 35,0 | 56,2 |
| 35,5 | 59,5 |
| 36,0 | 63,1 |
| 36,5 | 66,8 |
| 37,0 | 70,8 |
| 37,5 | 75,0 |
| 38,0 | 79,4 |
| 38,5 | 84,1 |
| 39,0 | 89,1 |
| 39,5 | 94,4 |
| 40,0 | 100 |
| 40,5 | 106 |
| 41,0 | 112 |
| 41,5 | 119 |
| 42,0 | 126 |
| 42,5 | 133 |
| 43,0 | 141 |
| 43,5 | 150 |
| 44,0 | 158 |
| 44,5 | 168 |
| 45,0 | 178 |
| 45,5 | 188 |
| 46,0 | 200 |
| 46,5 | 211 |
| 47,0 | 224 |
| 47,5 | 237 |
| 48,0 | 251 |
| 48,5 | 265 |
| 49,0 | 282 |
| 49,5 | 298 |
| 50,0 | 316 |
| 50,5 | 335 |
| 51,0 | 355 |
| 51,5 | 375 |
| 52,0 | 398 |
| 52,5 | 422 |
| 53,0 | 447 |
| 53,5 | 473 |
| 54,0 | 501 |
| 54,5 | 530 |
| 55,0 | 562 |
| 55,5 | 595 |
| 56,0 | 630 |
| 56,5 | 668 |
| 57,0 | 708 |
| 57,5 | 749 |
| 58,0 | 794 |
| 58,5 | 841 |
| 59,0 | 891 |
| 59,5 | 944 |
| 60,0 | 1.000 |
| 60,5 | 1.060 |
| 61,0 | 1.120 |
| 61,5 | 1.190 |
| 62,0 | 1.260 |
| 62,5 | 1.330 |
| 63,0 | 1.410 |
| 63,5 | 1.500 |

| dBuV | microvolt |
|---|---|
| 64,0 | 1.580 |
| 64,5 | 1.680 |
| 65,0 | 1.780 |
| 65,5 | 1.890 |
| 66,0 | 2.000 |
| 66,5 | 2.110 |
| 67,0 | 2.240 |
| 67,5 | 2.370 |
| 68,0 | 2.510 |
| 68,5 | 2.650 |
| 69,0 | 2.820 |
| 69,5 | 2.980 |
| 70,0 | 3.160 |
| 70,5 | 3.349 |
| 71,0 | 3.550 |
| 71,5 | 3.760 |
| 72,0 | 3.980 |
| 72,5 | 4.220 |
| 73,0 | 4.470 |
| 73,5 | 4.730 |
| 74,0 | 5.010 |
| 74,5 | 5.310 |
| 75,0 | 5.620 |
| 75,5 | 5.950 |
| 76,0 | 6.310 |
| 76,5 | 6.680 |
| 77,0 | 7.080 |
| 77,5 | 7.560 |
| 78,0 | 7.940 |
| 78,5 | 8.410 |
| 79,0 | 8.910 |
| 79,5 | 9.440 |
| 80,0 | 10.000 |

| dBuV | millivolt |
|---|---|
| 80,0 | 10,0 |
| 80,5 | 10,6 |
| 81,0 | 11,2 |
| 81,5 | 11,8 |
| 82,0 | 12,5 |
| 82,5 | 13,3 |
| 83,0 | 14,1 |
| 83,5 | 14,9 |
| 84,0 | 15,8 |
| 84,5 | 16,7 |
| 85,0 | 17,7 |
| 85,5 | 18,8 |
| 86,0 | 19,9 |
| 86,5 | 21,1 |
| 87,0 | 22,3 |
| 87,5 | 23,7 |
| 88,0 | 25,1 |
| 88,5 | 26,6 |
| 89,0 | 28,1 |
| 89,5 | 29,8 |
| 90,0 | 31,6 |
| 90,5 | 33,5 |
| 91,0 | 35,4 |
| 91,5 | 37,5 |
| 92,0 | 39,8 |
| 92,5 | 42,1 |
| 93,0 | 44,6 |

| dBuV | millivolt |
|---|---|
| 93,5 | 47,3 |
| 94,0 | 50,1 |
| 94,5 | 53,0 |
| 95,0 | 56,2 |
| 95,5 | 59,5 |
| 96,0 | 63,1 |
| 96,5 | 66,8 |
| 97,0 | 70,7 |
| 97,5 | 74,9 |
| 98,0 | 79,4 |
| 98,5 | 84,1 |
| 99,0 | 89,1 |
| 99,5 | 94,4 |
| 100,0 | 100 |
| 100,5 | 106 |
| 101,0 | 112 |
| 101,5 | 119 |
| 102,0 | 126 |
| 102,5 | 133 |
| 103,0 | 141 |
| 103,5 | 150 |
| 104,0 | 158 |
| 104,5 | 168 |
| 105,0 | 178 |
| 105,5 | 188 |
| 106,0 | 200 |
| 106,5 | 211 |
| 107,0 | 224 |
| 107,5 | 237 |
| 108,0 | 251 |
| 108,5 | 265 |
| 109,0 | 282 |
| 109,5 | 298 |
| 110,0 | 316 |
| 110,5 | 335 |
| 111,0 | 355 |
| 111,5 | 376 |
| 112,0 | 398 |
| 112,5 | 422 |
| 113,0 | 447 |
| 113,5 | 473 |
| 114,0 | 501 |
| 114,5 | 531 |
| 115,0 | 562 |
| 115,5 | 595 |
| 116,0 | 631 |
| 116,5 | 668 |
| 117,0 | 708 |
| 117,5 | 750 |
| 118,0 | 794 |
| 118,5 | 841 |
| 119,0 | 891 |
| 119,5 | 944 |
| 120,0 | 1.000 |
| 120,5 | 1.060 |
| 121,0 | 1.120 |
| 121,5 | 1.190 |
| 122,0 | 1.260 |
| 122,5 | 1.330 |
| 123,0 | 1.410 |
| 123,5 | 1.500 |
| 124,0 | 1.580 |
| 124,5 | 1.680 |
| 125,0 | 1.780 |

# UNITÀ di MISURA in dBW

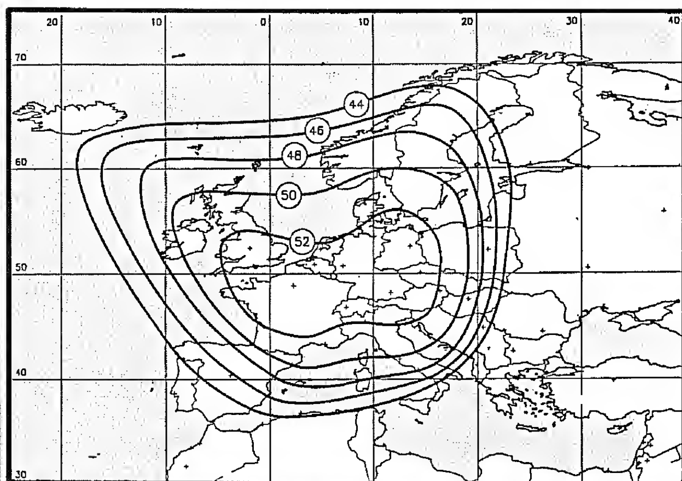



Fig.1 Nei diagrammi d'irradiazione dei satelliti geostazionari TV, viene riportata la potenza irradiata in dBWatt. Con questo valore, il lettore dovrebbe poi calcolare quale segnale giunge a Terra, in modo da scegliere il diametro della parabola più idoneo per i diversi segnali.

L'unità di misura espressa in **dBWatt** viene utilizzata per determinare un guadagno o una attenuazione per **potenze** normalmente **superiori** a **1 watt** prendendo come riferimento:

**0 dBW = 1 watt**

L'unità di misura in **dBW** viene solitamente utilizzata per indicare la potenza di un qualsiasi trasmettitore **RF**.

Ad esempio, se la potenza di un satellite **meteorologico polare** viene indicata **7 dBW**, significa che questo utilizza un trasmettitore della potenza di soli **5 watt**, mentre la potenza del satellite **Meteosat** indicata **18,5 dBW**, sta a significare che questo utilizza un trasmettitore della potenza di circa **71 watt**.

**Nota** = Questo valore di potenza comprende il **guadagno** dell'antenna irradiante.

**CONVERSIONE da dBm a dBW o VICEVERSA**

Per potenze **inferiori** a **1 milliwatt** è consigliabile usare la Tabella dei **dBm**.

I valori espressi in **dBW** possono essere convertiti in **dBm** sommando **30**.

I valori espressi in **dBm** possono essere convertiti in **dBW** sottraendo **30**.

**dBW + 30 = dBm**
**dBm — 30 = dBW**

**Esempio** = Abbiamo un valore di **44 dBm** (pari ad una potenza di **25,12 watt**) che vorremmo convertire in **dBW**.

Per eseguire questa conversione dobbiamo **sottrarre 30** e, così facendo, otterremo:

**44 - 30 = 14 dBW**

Consultando la **Tabella** dei **dBW** troveremo che **14 dBW** corrispondono nuovamente a **25 watt** (numero arrotondato dei decimali).

**Esempio** = Abbiamo un valore di **5,5 dBW** (pari ad una potenza di **3,5 watt**) che vorremmo convertire in **dBm**.

Per eseguire questa conversione dobbiamo **sommare 30** e, così facendo, otterremo:

**5,5 + 30 = 35,5 dBm**

Consultando la **Tabella** dei **dBm** riportata nelle pagine precedenti troveremo che **35,5 dBm** corrispondono ad una potenza di **3,55 watt**.

**Esempio** = Conoscendo la potenza **dBW** irradiata da un Satellite TV, vorremmo calcolare quale **diametro** di **parabola** utilizzare per poterlo ricevere.

- Questo calcolo è molto complesso, comunque cercheremo di svolgerlo nel modo più semplice possibile.

Prima di iniziare i calcoli dovremo conoscere i se-

# TABELLA dei dBWatt su 50 ohm e su 75 ohm

| dBW | Potenza | Volt su 50 ohm | Volt su 75 ohm |
|---|---|---|---|
| 30,0 | 1.000 W | 224 V | 274 V |
| 29,5 | 891 W | 211 V | 259 V |
| 29,0 | 794 W | 199 V | 244 V |
| 28,5 | 708 W | 188 V | 230 V |
| 28,0 | 631 W | 178 V | 218 V |
| 27,5 | 562 W | 168 V | 205 V |
| 27,0 | 501 W | 158 V | 194 V |
| 26,5 | 447 W | 149 V | 183 V |
| 26,0 | 398 W | 141 V | 173 V |
| 25,5 | 355 W | 133 V | 163 V |
| 25,0 | 316 W | 126 V | 154 V |
| 24,5 | 282 W | 119 V | 145 V |
| 24,0 | 251 W | 112 V | 137 V |
| 23,5 | 224 W | 106 V | 130 V |
| 23,0 | 200 W | 99,9 V | 122 V |
| 22,5 | 178 W | 94,3 V | 115 V |
| 22,0 | 158 W | 89,0 V | 109 V |
| 21,5 | 141 W | 84,0 V | 103 V |
| 21,0 | 126 W | 79,3 V | 97,2 V |
| 20,5 | 112 W | 74,9 V | 91,7 V |
| 20,0 | 100 W | 70,7 V | 86,6 V |
| 19,5 | 89 W | 66,8 V | 81,8 V |
| 19,0 | 79 W | 63,0 V | 77,2 V |
| 18,5 | 71 W | 59,5 V | 72,9 V |
| 18,0 | 63 W | 56,2 V | 68,8 V |
| 17,5 | 56 W | 53,0 V | 64,9 V |
| 17,0 | 50 W | 50,1 V | 61,3 V |
| 16,5 | 45 W | 47,3 V | 57,9 V |
| 16,0 | 40 W | 44,6 V | 54,6 V |
| 15,5 | 35 W | 42,1 V | 51,6 V |
| 15,0 | 32 W | 39,8 V | 48,7 V |
| 14,5 | 28 W | 37,5 V | 46,0 V |
| 14,0 | 25 W | 35,4 V | 43,4 V |
| 13,5 | 22 W | 33,5 V | 41,0 V |
| 13,0 | 20 W | 31,6 V | 38,7 V |
| 12,5 | 18 W | 29,8 V | 36,5 V |
| 12,0 | 16 W | 28,2 V | 34,5 V |
| 11,5 | 14 W | 26,6 V | 32,5 V |
| 11,0 | 13 W | 25,1 V | 30,7 V |
| 10,5 | 11 W | 23,7 V | 29,0 V |
| 10,0 | 10 W | 22,4 V | 27,4 V |
| 9,5 | 8,9 W | 21,1 V | 25,9 V |
| 9,0 | 7,9 W | 19,9 V | 24,4 V |
| 8,5 | 7,1 W | 18,8 V | 23,0 V |
| 8,0 | 6,3 W | 17,8 V | 21,8 V |
| 7,5 | 5,6 W | 16,8 V | 20,5 V |
| 7,0 | 5,0 W | 15,8 V | 19,4 V |
| 6,5 | 4,5 W | 14,9 V | 18,3 V |
| 6,0 | 4,0 W | 14,1 V | 17,3 V |
| 5,5 | 3,5 W | 13,3 V | 16,3 V |
| 5,0 | 3,2 W | 12,6 V | 15,4 V |
| 4,5 | 2,8 W | 11,9 V | 14,5 V |
| 4,0 | 2,5 W | 11,2 V | 13,7 V |
| 3,5 | 2,2 W | 10,6 V | 13,0 V |
| 3,0 | 2,0 W | 10,0 V | 12,2 V |
| 2,5 | 1,8 W | 9,4 V | 11,5 V |
| 2,0 | 1,6 W | 8,9 V | 10,9 V |
| 1,5 | 1,4 W | 8,4 V | 10,3 V |
| 1,0 | 1,3 W | 7,9 V | 9,7 V |
| 0,5 | 1,1 W | 7,5 V | 9,2 V |
| 0,0 | 1,0 W | 7,1 V | 8,7 V |

| dBW | Potenza | Volt su 50 ohm | Volt su 75 ohm |
|---|---|---|---|
| -0,5 | 0,89 W | 6,7 V | 8,2 V |
| -1,0 | 0,79 W | 6,3 V | 7,7 V |
| -1,5 | 0,71 W | 5,9 V | 7,3 V |
| -2,0 | 0,63 W | 5,6 V | 6,9 V |
| -2,5 | 0,56 W | 5,3 V | 6,5 V |
| -3,0 | 0,50 W | 5,0 V | 6,1 V |
| -3,5 | 0,45 W | 4,7 V | 5,8 V |
| -4,0 | 0,40 W | 4,5 V | 5,5 V |
| -4,5 | 0,35 W | 4,2 V | 5,2 V |
| -5,0 | 0,32 W | 4,0 V | 4,9 V |
| -5,5 | 0,28 W | 3,8 V | 4,6 V |
| -6,0 | 0,25 W | 3,5 V | 4,3 V |
| -6,5 | 0,22 W | 3,3 V | 4,1 V |
| -7,0 | 0,20 W | 3,2 V | 3,9 V |
| -7,5 | 0,18 W | 3,0 V | 3,7 V |
| -8,0 | 0,16 W | 2,8 V | 3,4 V |
| -8,5 | 0,14 W | 2,7 V | 3,3 V |
| -9,0 | 0,13 W | 2,5 V | 3,1 V |
| -9,5 | 0,11 W | 2,4 V | 2,9 V |
| -10,0 | 100 mW | 2,2 V | 2,7 V |
| -10,5 | 89 mW | 2,1 V | 2,6 V |
| -11,0 | 79 mW | 2,0 V | 2,4 V |
| -11,5 | 71 mW | 1,9 V | 2,3 V |
| -12,0 | 63 mW | 1,8 V | 2,2 V |
| -12,5 | 56 mW | 1,7 V | 2,1 V |
| -13,0 | 50 mW | 1,6 V | 1,9 V |
| -13,5 | 45 mW | 1,5 V | 1,8 V |
| -14,0 | 40 mW | 1,4 V | 1,7 V |
| -14,5 | 35 mW | 1,3 V | 1,6 V |
| -15,0 | 32 mW | 1,3 V | 1,5 V |
| -15,5 | 28 mW | 1,2 V | 1,5 V |
| -16,0 | 25 mW | 1,1 V | 1,4 V |
| -16,5 | 22 mW | 1,1 V | 1,3 V |
| -17,0 | 20 mW | 1,00 V | 1,2 V |
| -17,5 | 18 mW | 0,94 V | 1,2 V |
| -18,0 | 16 mW | 0,89 V | 1,1 V |
| -18,5 | 14 mW | 0,84 V | 1,0 V |
| -19,0 | 13 mW | 0,79 V | 0,97 V |
| -19,5 | 11 mW | 0,75 V | 0,92 V |
| -20,0 | 10 mW | 0,71 V | 0,87 V |
| -20,5 | 8,9 mW | 0,67 V | 0,82 V |
| -21,0 | 7,9 mW | 0,63 V | 0,77 V |
| -21,5 | 7,1 mW | 0,59 V | 0,73 V |
| -22,0 | 6,3 mW | 0,56 V | 0,69 V |
| -22,5 | 5,6 mW | 0,53 V | 0,65 V |
| -23,0 | 5,0 mW | 0,50 V | 0,61 V |
| -23,5 | 4,5 mW | 0,47 V | 0,58 V |
| -24,0 | 4,0 mW | 0,45 V | 0,55 V |
| -24,5 | 3,5 mW | 0,42 V | 0,52 V |
| -25,0 | 3,2 mW | 0,40 V | 0,49 V |
| -25,5 | 2,8 mW | 0,38 V | 0,46 V |
| -26,0 | 2,5 mW | 0,35 V | 0,43 V |
| -26,5 | 2,2 mW | 0,33 V | 0,41 V |
| -27,0 | 2,0 mW | 0,32 V | 0,39 V |
| -27,5 | 1,8 mW | 0,30 V | 0,37 V |
| -28,0 | 1,6 mW | 0,28 V | 0,34 V |
| -28,5 | 1,4 mW | 0,27 V | 0,33 V |
| -29,0 | 1,3 mW | 0,25 V | 0,31 V |
| -29,5 | 1,1 mW | 0,24 V | 0,29 V |
| -30,0 | 1,0 mW | 0,22 V | 0,27 V |

guenti dati:

**potenza in dBW del satellite**
**sensibilità del ricevitore in dBm**
**frequenza di lavoro in GHz**
**guadagno in dB dell'LNC**
**guadagno parabola**
**attenuazione di tratta**

- La **potenza** in **dBW** la potremo ricavare dai diagrammi di irradiazione del satellite (vedi fig.1).

Ammesso che la nostra **zona** sia inclusa entro il settore **48**, abbiamo come dato = **48 dBW**.

- La **sensibilità** del ricevitore la potremo ricavare consultando il libretto delle istruzioni nel quale sono riportati tali dati.

Ammettendo di trovare un valore compreso tra **-40** e **-50 dBm**, sceglieremo il valore medio, cioè **-45 dBm**.

- Il **guadagno** del convertitore **LNC** (chiamato anche **LNB**) dovrebbe sempre essere riportato sulla sua targhetta e, comunque, nel caso non vi fosse presente, potremo sempre considerare un valore medio di **54 dB**.

Ammesso che la frequenza da ricevere risulti compresa tra **10-11 GHz**, avremo a disposizione i seguenti dati:

**potenza ERP del satellite .............. 48 dBW**
**sensibilità del ricevitore ............... -45 dBm**
**guadagno LNC ................................ 54 dB**
**guadagno parabola ......................... 41 dB**

La prima operazione da effettuare sarà quella di **convertire** i **dBW** del satellite in **dBm** sommando **30**, quindi otterremo una **potenza** pari a:

**48 + 30 = 78 dBm**

A questo punto dovremo calcolare l'**attenuazione** di tratta, cioè le perdite che il segnale subirà per arrivare sulla Terra che si trova a **36.000 Km** di distanza e questo dato lo preleveremo dalla **Tabella N.1** che per i **10,5 GHz** indica ben **204,7 dB**.

Quindi i nostri **78 dBm** giungeranno sulla Terra **attenuati** di **204,7 dB** e se proveremo a svolgere con una qualsiasi calcolatrice tascabile questa operazione:

**78 - 204,7 = -126,7 dBm**

otterremo un numero **negativo**.

La parabola **amplificherà** questo segnale di **41 dB**, pertanto a questo numero **negativo** dovremo sommare **41** e, così facendo, otterremo:

**-126,7 + 41 = -85,7 dBm**

**TABELLA N.1 Attenuazione per 36.000 Km**

| Banda | attenuazione |
|---|---|
| 1,7 GHz | 188,1 dB |
| 3,5 GHz | 194,4 dB |
| 10,5 GHz | 204,7 dB |
| 12,5 GHz | 205,5 dB |

**Fig.2 In questa Tabella sono indicati i dB di attenuazione di un segnale irradiato da un satellite TV per raggiungere la Terra, in funzione della frequenza.**

**Nota** = Queste operazioni di **somma** tra un numero **negativo** ed un numero **positivo** si possono facilmente eseguire con una comune calcolatrice tascabile.

Questi **-85,7 dBm** verranno amplificati di altri **54 dB** dal convertitore **LNC**, quindi sulla sua uscita otterremo un segnale di:

**-85,7 + 54 = -31,7 dBm**

Consultando la **Tabella** dei **dBm** troveremo che **-31,7 dBm** su una impedenza di **75 ohm** equivalgono ad un segnale di poco superiore a **7,3 millivolt** pari a **7.300 microvolt**.

Poichè il ricevitore richiede sull'ingresso un segnale di **-45 dBm**, che corrisponde ad un segnale di **1,5 millivolt** pari a **1.500 microvolt** su una impedenza di **75 ohm**, possiamo affermare di disporre di un segnale superiore rispetto al minimo richiesto di circa:

**7.300 - 1.500 = 5.800 microvolt**

Consultando la **Tabella** dei **dBmicrovolt** rileveremo che questi segnali corrispondono a:

**7.300 microvolt = 77 dBuV circa**
**1.500 microvolt = 63,5 dBuV**

Ammesso che il cavo coassiale **attenui** il segnale di **5 dB**, otterremo:

**77 - 5 = 72 dBmicrovolt**

che è sempre un valore **maggiore** dei **63,5 dBmicrovolt** richiesti dal ricevitore.

## ATTENUAZIONE di TRATTA

Nella **Tabella n.1** abbiamo riportato l'attenuazione di tratta dei satelliti geostazionari che si trovano a circa **36.000 Km** di distanza dalla Terra, ma riteniamo che tutti i Radioamatori siano più interessati

a conoscere l'**attenuazione** di tratta per distanze di alcune decine o centinaia di chilometri come riportato nella **Tabella N.2**.

Chi volesse conoscere l'attenuazione per distanze non indicate in questa Tabella, ad esempio di **60-90-120-150 Km**, potrà farlo tenendo presente che per ogni raddoppio della portata **chilometrica** si dovranno sommare **6 dB** di **attenuazione.**

**Esempio** = Vogliamo conoscere l'attenuazione sui **2,4 GHz** per una distanza di **60 Km** e di **120 Km**.

Non trovando nella **Tabella N.2** i **60 Km**, si prenderà il valore dei **30 Km** pari a **129,5 dB** e a questo numero si **sommeranno 6 dB**:

**129,5 + 6 = 135,5 dB di attenuazione**

Per i **120 Km**, risultando uguali al **doppio** di **60 Km**, si dovranno **sommare** altri **6 dB** e, così facendo, si otterranno:

**135,5 + 6 = 141,5 dB di attenuazione**

**Esempio** = Abbiamo un trasmettitore da **5 milliwatt** sui **2,4 GHz** e vorremmo conoscere se ad una distanza di **200 Km** questo potrebbe essere ricevuto da un ricevitore dotato di una sensibilità di **1,5 microvolt** su **52 ohm**.

La prima operazione da svolgere è quella di convertire la **potenza** del trasmettitore e la **sensibilità** del ricevitore **in dBm** prelevando i dati dalla **Tabella dei dBm**:

**5 milliwatt = 7 dBm**
**1,5 microvolt = -103,5 dBm**

Nella **Tabella N.2** controlleremo qual è l'**attenuazione** di tratta dei **2,4 GHz** per una distanza di **200 Km** e qui troveremo **146 dB.**

Usando una comune calcolatrice tascabile dovremo **sottrarre** alla nostra potenza di **7 dBm i dB** di attenuazione e, così facendo, otterremo:

**7 - 146 = -139 dBm**

cioè avremo un numero **negativo.**

Poichè ci serve un segnale minimo di **-103,5 dBm** ci mancano ben:

**139 - 103,5 = 35,5 dB**

Per poter ricevere questo segnale dovremo quindi utilizzare una **parabola** oppure un preamplificatore che ci assicurino un **guadagno** maggiore di **35,5 dB.**

**Esempio** = Se sul trasmettitore dell'esempio precedente da **5 milliwatt**, applichiamo una **parabola** con un **guadagno** di **24 dB** e una identica parabola la applichiamo sul ricevitore, che segnale capteremo?

Poichè **5 milliwatt** corrispondono a circa **7 dBm**, questo segnale verrà amplificato di **24 dB** ottenendo così una potenza di:

**7 + 24 = 31 dBm (pari a 1,26 watt)**

Sottraendo alla nostra potenza l'**attenuazione** di tratta pari a **146 dB**, otterremo:

**31 - 146 = -115 dBm**

Utilizzando per la ricezione una **parabola** che **guadagna 24 dB**, questa antenna ci fornirà un segnale di:

**-115 + 24 = -91 dBm**

Se controlliamo nella **Tabella dei dBm** a quanti **microvolt** corrispondono questi **-91 dBm** su un carico di **52 ohm**, troveremo **6,3 microvolt**.

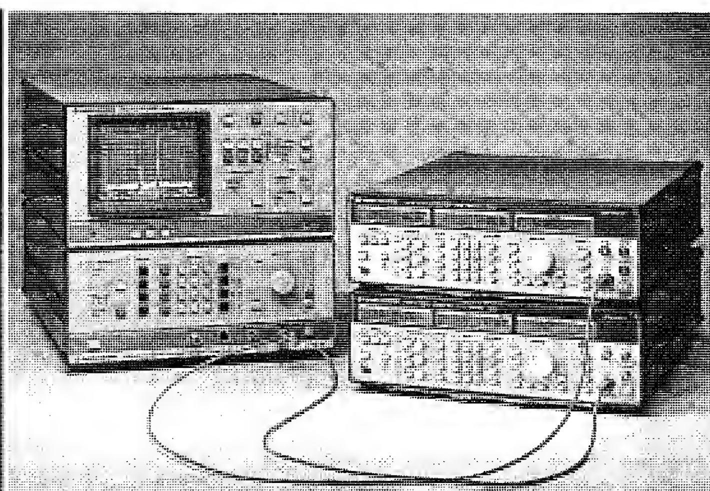
Per capire perchè un numero **negativo** con un **guadagno** diventi **meno negativo**, vi consigliamo di leggere l'esempio relativo agli scalini che scendono in cantina e a quelli che salgono verso il tetto di una casa.

**TABELLA N.2 Attenuazione di tratta terrestre**

| Banda | 10 Km | 20 Km | 30 Km | 40 Km | 50 Km | 100 Km | 200 Km |
|---|---|---|---|---|---|---|---|
| 1,0 GHz | 112,4 dB | 118,4 dB | 121,9 dB | 124,4 dB | 126,4 dB | 132,4 dB | 138,4 dB |
| 1,2 GHz | 114,0 dB | 120,0 dB | 123,5 dB | 126,0 dB | 128,0 dB | 134,0 dB | 140,0 dB |
| 1,7 GHz | 117,0 dB | 123,0 dB | 126,6 dB | 129,0 dB | 131,0 dB | 137,0 dB | 143,0 dB |
| 2,4 GHz | 120,0 dB | 126,0 dB | 129,5 dB | 132,0 dB | 134,0 dB | 140,0 dB | 146,0 dB |

**Fig.3 In questa Tabella abbiamo riportato l'attenuazione in dB per le gamme degli 1 - 1,2 - 1,7 - 2,4 GHz per distanze di 10-20-30-40-50-100-200 Km. Come noterete, ad ogni raddoppio di portata l'attenuazione aumenta di 6 dB.**

# UNITÀ di MISURA in dBm



Nei moderni ricevitori professionali la **sensibilità**, anzichè essere indicata in **microvolt**, viene espressa in **dBm** vale a dire in **dBmilliwatt.**

Anche nei **Generatori RF** o **BF**, il segnale di uscita che normalmente veniva indicato in **millivolt**, ora viene espresso in **dBm**.

Chi ha sempre utilizzato come unità di misura i **microvolt** o i **millivolt** si trova così in difficoltà, non sapendo come convertire nei valori di **tensione** a lui più noti numeri come **7 dBm, 0 dBm,** che in certi casi risultano anche negativi, ad esempio **-7 dBm -100 dBm**.

L'unità di misura espressa in **dBm**, vale a dire in **dBmilliwatt**, è stata scelta per semplificare al massimo tutti i calcoli relativi al **guadagno** e all'**attenuazione** prendendo come riferimento:

**0 dBm = 1 milliwatt**

Tutte le potenze **superiori** ad **1 milliwatt** sono espresse con un numero positivo, ad esempio:

**10 dBm, 22 dBm, 36 dBm**

Tutte le potenze **inferiori** ad **1 milliwatt** sono espresse con un numero **negativo,** ad esempio:

**-5 dBm, -35 dBm, - 100 dBm**

Nella **Tabella dei dBm** da noi riportata, troverete nella **prima** colonna i valori espressi in **dBm** e nella **seconda** colonna i corrispondenti valori espressi in **potenza**, cioè:

**W = watt**
**mW = milliwatt**
**uW = microwatt**
**nW = nanowatt**
**pW = picowatt**
**fW = femtowatt**

Passando alla **terza** colonna troverete le corrispondenti tensioni presenti ai capi di un carico avente una impedenza di **50 ohm** e nella **quarta** colonna le tensioni presenti ai capi di un carico avente una impedenza di **75 ohm**.

Usando l'unità di misura dei **dBmilliwatt** potrete **sommare** o **sottrarre** qualsiasi valore, espresso in **dB,** ottenendo come risultato finale sempre un valore in **dBm,** cioè in **dBmilliwatt.**

**Esempio** = Supponiamo che applicando sull'uscita di un **microtrasmettitore** che eroga **10 dBm**, un **lineare** che guadagna **8 dB,** si desideri conoscere quale potenza in **milliwatt** si otterrà sulla sua uscita.

Per conoscere la corrispondente potenza in **milliwatt** dovrete eseguire una semplice addizione che darà come risultato:

**10 + 8 = 18 dBm**

Consultando **la Tabella** dei **dBm** rileverete che **10 dBm** corrispondono ad una potenza di **10 milliwatt** e che **18 dBm** corrispondono ad una potenza di **63 milliwatt.**

**Esempio** = Allo stesso **microtrasmettitore** che eroga **10 dBm** viene collegato un cavo coassiale per trasferire il segnale verso l'antenna e, poichè questo cavo **attenua** il segnale di **3,5 dB**, si desidera sapere quale potenza in **milliwatt** verrà irradiata dall'antenna.

Essendo in presenza di una **attenuazione** dovrete sottrarre alla **potenza** del microtrasmettitore le **perdite** del cavo coassiale, ottenendo:

**10 - 3,5 = 6,5 dBm**

Consultando la **Tabella** dei **dBm** troverete che **6,5 dBm** corrispondono ad una potenza di **4,5 milliwatt**.

## I NUMERI NEGATIVI

Come abbiamo già accennato, per tutte le potenze **inferiori** ad **1 milliwatt**, il valore in **dBm** viene sempre preceduto dal segno **negativo**.

Poichè non tutti sanno quando un numero **negativo** deve diventare **positivo** o viceversa in presenza di un **guadagno** o di una **attenuazione**, vi proponiamo un semplice esempio prendendo come riferimento due **scale**, una che **sale** verso il tetto ed una che **scende** in cantina.

Tutti gli scalini che **salgono** verso il tetto li numeriamo da **1** a **100** e tutti quelli che **scendono** verso la cantina da **-1** a **-100**.

Con questo esempio, si potrà immediatamente capire quando un numero **negativo** può diventare **positivo** o viceversa, a seconda che si salgano o si scendano tali scalini.

## IN PRESENZA di un GUADAGNO

In presenza del numero **-15** sapremo già ci troviamo sul **15° scalino** della scala della cantina.

In presenza di un **guadagno** saliremo e, ammesso di salire di **10 scalini**, ci ritroveremo sullo **scalino -5** rispetto al piano terra.

Se saliremo di altri **18 scalini** il nostro numero da **negativo** diventerà positivo cioè **+ 13** (il + davanti al numero non viene mai evidenziato), perchè superato il **piano terra** ora siamo saliti sul **13° gradino** della scala che va verso il tetto.

Se il numero che abbiamo è un **15**, non preceduto dal segno **negativo,** sapremo già che ci troviamo sul **15° scalino** della scala che da terra sale verso il tetto.

In presenza di un **guadagno** saliremo ulteriormente ed ammesso di salire di **10 scalini,** ci ritroveremo sul **25° scalino** rispetto al **piano terra.**

Se saliremo di **18 scalini** il nostro numero diventerà **15 + 18 = 33**, vale a dire che ci porteremo sul **33° scalino** verso l'alto.

## IN PRESENZA di una ATTENUAZIONE

In presenza di una **attenuazione** dovremo scendere e ammesso di partire sempre dal numero **-15**, cioè di trovarci sul **15° scalino** della scala della cantina e di scendere di altri **10 scalini**, andremo a **-25.**

Se il numero che abbiamo è un **15**, non preceduto dal segno **negativo**, sapremo già che ci troviamo sul **15° scalino** sopra il **piano terra**.

Se da questo punto scenderemo di **10 scalini**, ci ritroveremo sul **5° scalino** rispetto al piano terra, quindi il nostro numero sarà un **5 positivo.**

Se trovandoci sul **15° scalino** scenderemo di **18 scalini**, il nostro numero diventerà **negativo**, perchè giunti al **piano terra** dovremo scendere altri **3 scalini** ma della scala che conduce in cantina, quindi il nostro numero diventerà un **-3**, vale a dire un numero **negativo.**

**Esempio** = Abbiamo un preamplificatore che **guadagna 30 dB** e vorremmo sapere quanti **microvolt** otterremo in uscita, applicando sul suo ingresso un segnale di **-100 dBm.**

Poichè abbiamo un numero **negativo** e salendo con il **guadagno** non riusciamo a superare il **100**, dovremo sottrarre **30** a questo numero e, così facendo, otterremo:

**100 - 30 = 70**

Pertanto il numero che otterremo rimarrà **negativo**, quindi lo indicheremo con **-70 dBm.**

Nella **Tabella** dei **dBm** andremo quindi a ricercare il valore delle tensioni corrispondenti ai **dBm** riportati.

Se l'impedenza d'ingresso del ricevitore risulta di **50/52 ohm**, ci ritroveremo con questi valori di tensione:

**-100 dBm = 2,2 microvolt**
**-70 dBm = 70,7 microvolt**

**Esempio** Abbiamo un preamplificatore che **guadagna 35 dB** e vorremmo conoscere quanti **microvolt** otterremo in uscita applicando sul suo ingresso un segnale di **-20 dBm.**

Poichè con il **guadagno** superiamo i **-20 dBm** del segnale applicato sull'ingresso, sottrarremo **20** al numero **35**:

**35 - 20 = 15**

pertanto il numero che otterremo risulterà **positivo**, perchè dalla "scala della cantina" siamo saliti sulla "scala che va verso il tetto", quindi scriveremo **15 dBm.**

Nella **Tabella** dei **dBm** andremo quindi a ricercare il valore delle tensioni corrispondenti ai **dBm** riportati nella colonna dei **50 ohm**:

**-20 dBm = 22,4 millivolt**
**15 dBm = 1,26 volt**

# TABELLA dei dBmilliwatt

| dBm | Potenza | Tensione su 50 ohm | Tensione su 75 ohm |
|---|---|---|---|
| 55,0 | 316,2 W | 125,7 V | 154,0 V |
| 54,5 | 281,8 W | 118,7 V | 145,4 V |
| 54,0 | 251,2 W | 112,1 V | 137,3 V |
| 53,5 | 223,9 W | 105,8 V | 129,6 V |
| 53,0 | 199,5 W | 99,9 V | 122,3 V |
| 52,5 | 177,8 W | 94,3 V | 115,5 V |
| 52,0 | 158,5 W | 89,0 V | 109,0 V |
| 51,5 | 141,3 W | 84,0 V | 102,9 V |
| 51,0 | 125,9 W | 79,3 V | 97,2 V |
| 50,5 | 112,2 W | 74,9 V | 91,7 V |
| 50,0 | 100,00 W | 70,71 V | 86,60 V |
| 49,5 | 89,13 W | 66,76 V | 81,76 V |
| 49,0 | 79,43 W | 63,02 V | 77,18 V |
| 48,5 | 70,79 W | 59,50 V | 72,87 V |
| 48,0 | 63,10 W | 56,17 V | 68,79 V |
| 47,5 | 56,23 W | 53,03 V | 64,94 V |
| 47,0 | 50,12 W | 50,06 V | 61,31 V |
| 46,5 | 44,67 W | 47,26 V | 57,88 V |
| 46,0 | 39,81 W | 44,62 V | 54,64 V |
| 45,5 | 35,48 W | 42,12 V | 51,59 V |
| 45,0 | 31,62 W | 39,76 V | 48,70 V |
| 44,5 | 28,18 W | 37,54 V | 45,98 V |
| 44,0 | 25,12 W | 35,44 V | 43,40 V |
| 43,5 | 22,39 W | 33,46 V | 40,98 V |
| 43,0 | 19,95 W | 31,59 V | 38,68 V |
| 42,5 | 17,78 W | 29,82 V | 36,52 V |
| 42,0 | 15,85 W | 28,15 V | 34,48 V |
| 41,5 | 14,13 W | 26,58 V | 32,55 V |
| 41,0 | 12,59 W | 25,09 V | 30,73 V |
| 40,5 | 11,22 W | 23,69 V | 29,01 V |
| 40,0 | 10,00 W | 22,36 V | 27,39 V |
| 39,5 | 8,91 W | 21,11 V | 25,85 V |
| 39,0 | 7,94 W | 19,93 V | 24,41 V |
| 38,5 | 7,08 W | 18,81 V | 23,04 V |
| 38,0 | 6,31 W | 17,76 V | 21,75 V |
| 37,5 | 5,62 W | 16,77 V | 20,54 V |
| 37,0 | 5,01 W | 15,83 V | 19,39 V |
| 36,5 | 4,47 W | 14,94 V | 18,30 V |
| 36,0 | 3,98 W | 14,11 V | 17,28 V |
| 35,5 | 3,55 W | 13,32 V | 16,31 V |
| 35,0 | 3,16 W | 12,57 V | 15,40 V |
| 34,5 | 2,82 W | 11,87 V | 14,54 V |
| 34,0 | 2,51 W | 11,21 V | 13,73 V |
| 33,5 | 2,24 W | 10,58 V | 12,96 V |
| 33,0 | 2,00 W | 9,99 V | 12,23 V |
| 32,5 | 1,78 W | 9,43 V | 11,55 V |
| 32,0 | 1,58 W | 8,90 V | 10,90 V |
| 31,5 | 1,41 W | 8,40 V | 10,29 V |
| 31,0 | 1,26 W | 7,93 V | 9,72 V |
| 30,5 | 1,12 W | 7,49 V | 9,17 V |
| 30,0 | 1,00 W | 7,07 V | 8,66 V |
| 29,5 | 891 mW | 6,68 V | 8,18 V |
| 29,0 | 794 mW | 6,30 V | 7,72 V |
| 28,5 | 708 mW | 5,95 V | 7,29 V |
| 28,0 | 631 mW | 5,62 V | 6,88 V |
| 27,5 | 562 mW | 5,30 V | 6,49 V |
| 27,0 | 501 mW | 5,01 V | 6,13 V |
| 26,5 | 447 mW | 4,73 V | 5,79 V |
| 26,0 | 398 mW | 4,46 V | 5,46 V |
| 25,5 | 355 mW | 4,21 V | 5,16 V |
| 25,0 | 316 mW | 3,98 V | 4,87 V |
| 24,5 | 282 mW | 3,75 V | 4,60 V |
| 24,0 | 251 mW | 3,54 V | 4,34 V |
| 23,5 | 224 mW | 3,35 V | 4,10 V |
| 23,0 | 199 mW | 3,16 V | 3,87 V |
| 22,5 | 178 mW | 2,98 V | 3,65 V |
| 22,0 | 158 mW | 2,82 V | 3,45 V |
| 21,5 | 141 mW | 2,66 V | 3,25 V |
| 21,0 | 126 mW | 2,51 V | 3,07 V |
| 20,5 | 112 mW | 2,37 V | 2,90 V |
| 20,0 | 100 mW | 2,24 V | 2,74 V |
| 19,5 | 89 mW | 2,11 V | 2,59 V |
| 19,0 | 79 mW | 1,99 V | 2,44 V |
| 18,5 | 71 mW | 1,88 V | 2,30 V |
| 18,0 | 63 mW | 1,78 V | 2,18 V |
| 17,5 | 56 mW | 1,68 V | 2,05 V |
| 17,0 | 50 mW | 1,58 V | 1,94 V |
| 16,5 | 45 mW | 1,49 V | 1,83 V |
| 16,0 | 40 mW | 1,41 V | 1,73 V |
| 15,5 | 35 mW | 1,33 V | 1,63 V |
| 15,0 | 32 mW | 1,26 V | 1,54 V |
| 14,5 | 28 mW | 1,19 V | 1,45 V |
| 14,0 | 25 mW | 1,12 V | 1,37 V |
| 13,5 | 22 mW | 1,06 V | 1,30 V |
| 13,0 | 20 mW | 999 mV | 1,22 V |
| 12,5 | 18 mW | 943 mV | 1,15 V |
| 12,0 | 16 mW | 890 mV | 1,09 V |
| 11,5 | 14 mW | 840 mV | 1,03 V |
| 11,0 | 13 mW | 793 mV | 972 mV |
| 10,5 | 11 mW | 749 mV | 917 mV |
| 10,0 | 10 mW | 707 mV | 866 mV |
| 9,5 | 8,9 mW | 667 mV | 818 mV |
| 9,0 | 7,9 mW | 630 mV | 772 mV |
| 8,5 | 7,1 mW | 595 mV | 729 mV |
| 8,0 | 6,3 mW | 562 mV | 688 mV |
| 7,5 | 5,6 mW | 530 mV | 649 mV |

# TABELLA dei dBmilliwatt

| dBm | Potenza | Tensione su 50 ohm | Tensione su 75 ohm |
|---|---|---|---|
| 7,0 | 5,0 mW | 501 mV | 613 mV |
| 6,5 | 4,5 mW | 473 mV | 579 mV |
| 6,0 | 4,0 mW | 446 mV | 546 mV |
| 5,5 | 3,6 mW | 421 mV | 516 mV |
| 5,0 | 3,2 mW | 398 mV | 487 mV |
| 4,5 | 2,8 mW | 375 mV | 460 mV |
| 4,0 | 2,5 mW | 354 mV | 434 mV |
| 3,5 | 2,2 mW | 335 mV | 410 mV |
| 3,0 | 2,0 mW | 316 mV | 387 mV |
| 2,5 | 1,8 mW | 298 mV | 365 mV |
| 2,0 | 1,6 mW | 281 mV | 345 mV |
| 1,5 | 1,4 mW | 266 mV | 325 mV |
| 1,0 | 1,3 mW | 255 mV | 307 mV |
| 0,5 | 1,1 mW | 234 mV | 290 mV |
| 0,0 | 1,0 mW | 224 mV | 274 mV |
| -0,5 | 891 uW | 211 mV | 258 mV |
| -1,0 | 794 uW | 199 mV | 244 mV |
| -1,5 | 708 uW | 188 mV | 230 mV |
| -2,0 | 631 uW | 178 mV | 217 mV |
| -2,5 | 562 uW | 168 mV | 205 mV |
| -3,0 | 501 uW | 158 mV | 194 mV |
| -3,5 | 447 uW | 149 mV | 183 mV |
| -4,0 | 398 uW | 141 mV | 173 mV |
| -4,5 | 355 uW | 133 mV | 163 mV |
| -5,0 | 316 uW | 126 mV | 154 mV |
| -5,5 | 282 uW | 119 mV | 145 mV |
| -6,0 | 251 uW | 112 mV | 137 mV |
| -6,5 | 224 uW | 106 mV | 130 mV |
| -7,0 | 200 uW | 100 mV | 122 mV |
| -7,5 | 178 uW | 94,3 mV | 115 mV |
| -8,0 | 158 uW | 89,0 mV | 109 mV |
| -8,5 | 141 uW | 84,0 mV | 103 mV |
| -9,0 | 126 uW | 79,3 mV | 97,2 mV |
| -9,5 | 112 uW | 74,9 mV | 91,7 mV |
| -10,0 | 100 uW | 70,7 mV | 86,6 mV |
| -10,5 | 89 uW | 66,8 mV | 81,8 mV |
| -11,0 | 79 uW | 63,0 mV | 77,2 mV |
| -11,5 | 71 uW | 59,5 mV | 72,9 mV |
| -12,0 | 63 uW | 56,2 mV | 68,8 mV |
| -12,5 | 56 uW | 53,0 mV | 64,9 mV |
| -13,0 | 50 uW | 50,1 mV | 61,3 mV |
| -13,5 | 45 uW | 47,3 mV | 57,9 mV |
| -14,0 | 40 uW | 44,6 mV | 54,6 mV |
| -14,5 | 35 uW | 42,1 mV | 51,6 mV |
| -15,0 | 32 uW | 39,8 mV | 48,7 mV |
| -15,5 | 28 uW | 37,5 mV | 46,0 mV |
| -16,0 | 25 uW | 35,4 mV | 43,4 mV |
| -16,5 | 22 uW | 33,5 mV | 41,0 mV |

| dBm | Potenza | Tensione su 50 ohm | Tensione su 75 ohm |
|---|---|---|---|
| -17,0 | 20 uW | 31,6 mV | 38,9 mV |
| -17,5 | 18 uW | 29,8 mV | 36,5 mV |
| -18,0 | 16 uW | 28,2 mV | 34,5 mV |
| -18,5 | 14 uW | 26,6 mV | 32,6 mV |
| -19,0 | 13 uW | 25,1 mV | 30,7 mV |
| -19,5 | 11 uW | 23,7 mV | 29,0 mV |
| -20,0 | 10 uW | 22,4 mV | 27,4 mV |
| -20,5 | 8,9 uW | 21,1 mV | 25,8 mV |
| -21,0 | 7,9 uW | 20,0 mV | 24,4 mV |
| -21,5 | 7,1 uW | 18,8 mV | 23,0 mV |
| -22,0 | 6,3 uW | 17,8 mV | 21,7 mV |
| -22,5 | 5,6 uW | 16,8 mV | 20,5 mV |
| -23,0 | 5,0 uW | 15,8 mV | 19,4 mV |
| -23,5 | 4,5 uW | 14,9 mV | 18,3 mV |
| -24,0 | 4,0 uW | 14,1 mV | 17,3 mV |
| -24,5 | 3,6 uW | 13,3 mV | 16,3 mV |
| -25,0 | 3,2 uW | 12,6 mV | 15,4 mV |
| -25,5 | 2,8 uW | 11,9 mV | 14,5 mV |
| -26,0 | 2,5 uW | 11,2 mV | 13,7 mV |
| -26,5 | 2,2 uW | 10,6 mV | 13,0 mV |
| -27,0 | 2,0 uW | 10,0 mV | 12,2 mV |
| -27,5 | 1,8 uW | 9,4 mV | 11,6 mV |
| -28,0 | 1,6 uW | 8,9 mV | 10,9 mV |
| -28,5 | 1,4 uW | 8,4 mV | 10,3 mV |
| -29,0 | 1,3 uW | 7,9 mV | 9,7 mV |
| -29,5 | 1,1 uW | 7,5 mV | 9,2 mV |
| -30,0 | 1,0 uW | 7,1 mV | 8,7 mV |
| -30,5 | 891 nW | 6,7 mV | 8,2 mV |
| -31,0 | 794 nW | 6,3 mV | 7,7 mV |
| -31,5 | 708 nW | 5,9 mV | 7,3 mV |
| -32,0 | 631 nW | 5,6 mV | 6,7 mV |
| -32,5 | 562 nW | 5,3 mV | 6,5 mV |
| -33,0 | 501 nW | 5,0 mV | 6,1 mV |
| -33,5 | 447 nW | 4,7 mV | 5,8 mV |
| -34,0 | 398 nW | 4,5 mV | 5,5 mV |
| -34,5 | 355 nW | 4,2 mV | 5,2 mV |
| -35,0 | 316 nW | 4,0 mV | 4,9 mV |
| -35,5 | 282 nW | 3,8 mV | 4,6 mV |
| -36,0 | 251 nW | 3,5 mV | 4,3 mV |
| -36,5 | 224 nW | 3,4 mV | 4,1 mV |
| -37,0 | 199 nW | 3,2 mV | 3,9 mV |
| -37,5 | 178 nW | 3,0 mV | 3,6 mV |
| -38,0 | 158 nW | 2,8 mV | 3,4 mV |
| -38,5 | 141 nW | 2,7 mV | 3,2 mV |
| -39,0 | 126 nW | 2,5 mV | 3,1 mV |
| -39,5 | 112 nW | 2,4 mV | 2,9 mV |
| -40,0 | 100 nW | 2,2 mV | 2,7 mV |
| -40,5 | 89,1 nW | 2,1 mV | 2,6 mV |

## TABELLA dei dBmilliwatt

| dBm | Potenza | Tensione su 50 ohm | Tensione su 75 ohm |
|---|---|---|---|
| -41,0 | 79,4 nW | 2,0 mV | 2,5 mV |
| -41,5 | 70,8 nW | 1,9 mV | 2,3 mV |
| -42,0 | 63,1 nW | 1,8 mV | 2,2 mV |
| -42,5 | 56,2 nW | 1,7 mV | 2,0 mV |
| -43,0 | 50,1 nW | 1,6 mV | 1,9 mV |
| -43,5 | 44,7 nW | 1,5 mV | 1,8 mV |
| -44,0 | 39,8 nW | 1,4 mV | 1,7 mV |
| -44,5 | 35,5 nW | 1,3 mV | 1,6 mV |
| -45,0 | 31,6 nW | 1,2 mV | 1,5 mV |
| -45,5 | 28,2 nW | 1,1 mV | 1,4 mV |
| -46,0 | 25,1 nW | 1,1 mV | 1,3 mV |
| -46,5 | 22,4 nW | 1,0 mV | 1,3 mV |
| -47,0 | 19,9 nW | 999 uV | 1,2 mV |
| -47,5 | 17,8 nW | 943 uV | 1,1 mV |
| -48,0 | 15,8 nW | 890 uV | 1,1 mV |
| -48,5 | 14,1 nW | 840 uV | 1,0 mV |
| -49,0 | 12,6 nW | 793 uV | 972 uV |
| -49,5 | 11,2 nW | 749 uV | 917 uV |
| -50,0 | 10,0 nW | 707 uV | 866 uV |
| -50,5 | 8,9 nW | 668 uV | 818 uV |
| -51,0 | 7,9 nW | 630 uV | 772 uV |
| -51,5 | 7,1 nW | 595 uV | 729 uV |
| -52,0 | 6,3 nW | 562 uV | 688 uV |
| -52,5 | 5,6 nW | 530 uV | 649 uV |
| -53,0 | 5,0 nW | 501 uV | 613 uV |
| -53,5 | 4,5 nW | 473 uV | 579 uV |
| -54,0 | 4,0 nW | 446 uV | 546 uV |
| -54,5 | 3,6 nW | 421 uV | 516 uV |
| -55,0 | 3,2 nW | 398 uV | 487 uV |
| -55,5 | 2,8 nW | 375 uV | 460 uV |
| -56,0 | 2,5 nW | 354 uV | 434 uV |
| -56,5 | 2,2 nW | 335 uV | 410 uV |
| -57,0 | 2,0 nW | 316 uV | 387 uV |
| -57,5 | 1,8 nW | 298 uV | 365 uV |
| -58,0 | 1,6 nW | 281 uV | 345 uV |
| -58,5 | 1,4 nW | 266 uV | 325 uV |
| -59,0 | 1,3 nW | 251 uV | 307 uV |
| -59,5 | 1,1 nW | 237 uV | 290 uV |
| -60,0 | 1,0 nW | 224 uV | 274 uV |
| -60,5 | 891 pW | 211 uV | 258 uV |
| -61,0 | 794 pW | 199 uV | 244 uV |
| -61,5 | 708 pW | 188 uV | 230 uV |
| -62,0 | 631 pW | 178 uV | 217 uV |
| -62,5 | 562 pW | 168 uV | 205 uV |
| -63,0 | 501 pW | 158 uV | 194 uV |
| -63,5 | 447 pW | 149 uV | 183 uV |
| -64,0 | 398 pW | 141 uV | 173 uV |
| -64,5 | 355 pW | 133 uV | 163 uV |

| dBm | Potenza | Tensione su 50 ohm | Tensione su 75 ohm |
|---|---|---|---|
| -65,0 | 316 pW | 126 uV | 154 uV |
| -65,5 | 282 pW | 119 uV | 145 uV |
| -66,0 | 251 pW | 112 uV | 137 uV |
| -66,5 | 224 pW | 106 uV | 129 uV |
| -67,0 | 199 pW | 100 uV | 122 uV |
| -67,5 | 178 pW | 94,3 uV | 115 uV |
| -68,0 | 158 pW | 89,0 uV | 109 uV |
| -68,5 | 141 pW | 84,0 uV | 103 uV |
| -69,0 | 126 pW | 79,3 uV | 97,2 uV |
| -69,5 | 112 pW | 74,9 uV | 91,7 uV |
| -70,0 | 100 pW | 70,7 uV | 86,6 uV |
| -70,5 | 89,1 pW | 66,8 uV | 81,8 uV |
| -71,0 | 79,4 pW | 63,0 uV | 77,2 uV |
| -71,5 | 70,8 pW | 59,5 uV | 72,9 uV |
| -72,0 | 63,1 pW | 56,2 uV | 68,8 uV |
| -72,5 | 56,2 pW | 53,0 uV | 64,9 uV |
| -73,0 | 50,1 pW | 50,1 uV | 61,3 uV |
| -73,5 | 44,7 pW | 47,3 uV | 57,9 uV |
| -74,0 | 39,8 pW | 44,6 uV | 54,6 uV |
| -74,5 | 35,5 pW | 42,1 uV | 51,6 uV |
| -75,0 | 31,6 pW | 39,8 uV | 48,7 uV |
| -75,5 | 28,2 pW | 37,5 uV | 46,0 uV |
| -76,0 | 25,1 pW | 35,4 uV | 43,4 uV |
| -76,5 | 22,4 pW | 33,5 uV | 41,0 uV |
| -77,0 | 20,0 pW | 31,6 uV | 38,7 uV |
| -77,5 | 17,8 pW | 29,8 uV | 36,5 uV |
| -78,0 | 15,8 pW | 28,2 uV | 34,5 uV |
| -78,5 | 14,1 pW | 26,6 uV | 32,6 uV |
| -79,0 | 12,6 pW | 25,1 uV | 30,7 uV |
| -79,5 | 11,2 pW | 23,7 uV | 29,0 uV |
| -80,0 | 10,0 pW | 22,4 uV | 27,4 uV |
| -80,5 | 8,9 pW | 21,1 uV | 25,8 uV |
| -81,0 | 7,9 pW | 19,9 uV | 24,4 uV |
| -81,5 | 7,1 pW | 18,8 uV | 23,0 uV |
| -82,0 | 6,3 pW | 17,8 uV | 21,7 uV |
| -82,5 | 5,6 pW | 16,8 uV | 20,5 uV |
| -83,0 | 5,0 pW | 15,8 uV | 19,4 uV |
| -83,5 | 4,5 pW | 14,9 uV | 18,3 uV |
| -84,0 | 4,0 pW | 14,1 uV | 17,3 uV |
| -84,5 | 3,5 pW | 13,3 uV | 16,3 uV |
| -85,0 | 3,2 pW | 12,6 uV | 15,4 uV |
| -85,5 | 2,8 pW | 11,9 uV | 14,5 uV |
| -86,0 | 2,5 pW | 11,2 uV | 13,7 uV |
| -86,5 | 2,2 pW | 10,6 uV | 13,0 uV |
| -87,0 | 2,0 pW | 10,0 uV | 12,2 uV |
| -87,5 | 1,8 pW | 9,4 uV | 11,6 uV |
| -88,0 | 1,6 pW | 8,9 uV | 10,9 uV |
| -88,5 | 1,4 pW | 8,4 uV | 10,3 uV |

## TABELLA dei dBmilliwatt

| dBm | Potenza | Tensione su 50 ohm | Tensione su 75 ohm |
|---|---|---|---|
| -89,0 | 1,3 pW | 7,9 uV | 9,7 uV |
| -89,5 | 1,1 pW | 7,5 uV | 9,2 uV |
| -90,0 | 1,0 pW | 7,1 uV | 8,7 uV |
| -90,5 | 0,89 fW | 6,7 uV | 8,2 uV |
| -91,0 | 0,79 fW | 6,3 uV | 7,7 uV |
| -91,5 | 0,71 fW | 5,9 uV | 7,3 uV |
| -92,0 | 0,63 fW | 5,6 uV | 6,7 uV |
| -92,5 | 0,56 fW | 5,3 uV | 6,5 uV |
| -93,0 | 0,50 fW | 5,0 uV | 6,1 uV |
| -93,5 | 0,45 fW | 4,7 uV | 5,8 uV |
| -94,0 | 0,40 fW | 4,5 uV | 5,5 uV |
| -94,5 | 0,35 fW | 4,2 uV | 5,1 uV |
| -95,0 | 0,32 fW | 4,0 uV | 4,9 uV |
| -95,5 | 0,28 fW | 3,8 uV | 4,6 uV |
| -96,0 | 0,25 fW | 3,5 uV | 4,3 uV |
| -96,5 | 0,22 fW | 3,3 uV | 4,1 uV |
| -97,0 | 0,20 fW | 3,2 uV | 3,9 uV |
| -97,5 | 0,18 fW | 3,0 uV | 3,6 uV |
| -98,0 | 0,16 fW | 2,8 uV | 3,4 uV |
| -98,5 | 0,14 fW | 2,7 uV | 3,2 uV |
| -99,0 | 0,13 fW | 2,5 uV | 3,1 uV |
| -99,5 | 0,11 fW | 2,4 uV | 2,9 uV |
| -100,0 | 0,10 fW | 2,2 uV | 2,7 uV |
| -100,5 | 0,09 fW | 2,1 uV | 2,6 uV |
| -101,0 | 0,08 fW | 1,99 uV | 2,4 uV |
| -101,5 | 0,07 fW | 1,88 uV | 2,3 uV |
| -102,0 | 0,06 fW | 1,78 uV | 2,1 uV |
| -102,5 | 0,06 fW | 1,68 uV | 2,0 uV |
| -103,0 | 0,05 fW | 1,58 uV | 1,94 uV |
| -103,5 | 0,04 fW | 1,49 uV | 1,83 uV |
| -104,0 | 0,04 fW | 1,41 uV | 1,73 uV |
| -104,5 | 0,04 fW | 1,33 uV | 1,63 uV |
| -105,0 | 0,03 fW | 1,26 uV | 1,54 uV |
| -105,5 | 0,03 fW | 1,19 uV | 1,45 uV |
| -106,0 | 0,03 fW | 1,12 uV | 1,37 uV |
| -106,5 | 0,02 fW | 1,06 uV | 1,30 uV |
| -107,0 | 0,02 fW | 1,00 uV | 1,22 uV |
| -107,5 | 0,02 fW | 0,94 uV | 1,15 uV |
| -108,0 | 0,02 fW | 0,89 uV | 1,09 uV |
| -108,5 | 0,01 fW | 0,84 uV | 1,03 uV |
| -109,0 | 0,01 fW | 0,79 uV | 0,97 uV |
| -109,5 | 0,01 fW | 0,75 uV | 0,92 uV |
| -110,0 | 0,01 fW | 0,71 uV | 0,87 uV |
| -110,5 | 0,01 fW | 0,67 uV | 0,82 uV |
| -111,0 | 0,01 fW | 0,63 uV | 0,77 uV |
| -111,5 | 0,01 fW | 0,59 uV | 0,73 uV |
| -112,0 | 0,01 fW | 0,56 uV | 0,69 uV |
| -112,5 | 0,01 fW | 0,53 uV | 0,65 uV |
| -113,0 | 0,01 fW | 0,50 uV | 0,61 uV |

### CONVERTIRE in microwatt

Nella colonna della potenza sono riportati molti sottomultipli che raramente vengono utilizzati. Poichè le misure più utilizzate sono i **milliwatt** o i **microwatt** riportiamo una tabella utile per poterli convertire:

**microwatt**

**microwatt = milliwatt x 1.000**
**microwatt = nanowatt : 1.000**
**microwatt = picowatt : 1.000.000**
**microwatt = femtowatt : 1.000.000.000**

**milliwatt**

**milliwatt = watt x 1.000**
**milliwatt = microwatt : 1.000**
**milliwatt = nanowatt : 1.000.000**

### CONVERTIRE i VOLT in WATT

Conoscendo l'impedenza d'ingresso di un Ricevitore, potremo conoscere l'ampiezza del segnale applicato sull'ingresso del ricevitore in **millivolt** o **microvolt** usando queste formule:

$$\text{volt} = \sqrt{\text{watt x ohm}}$$
$$\text{millivolt} = 31{,}623 \text{ x } \sqrt{\text{milliwatt x ohm}}$$
$$\text{millivolt} = \sqrt{\text{microwatt x ohm}}$$
$$\text{millivolt} = 0{,}0316 \text{ x } \sqrt{\text{nanowatt x ohm}}$$
$$\text{microvolt} = 31{,}623 \text{ x } \sqrt{\text{nanowatt x ohm}}$$
$$\text{microvolt} = \sqrt{\text{picowatt x ohm}}$$
$$\text{microvolt} = \sqrt{\text{femtoWatt x ohm}}$$

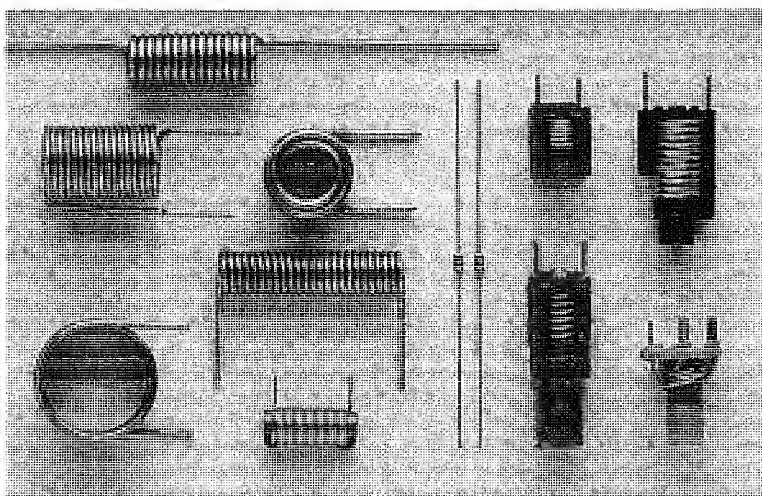
**Esempio** = Abbiamo un segnale di **-80 dBm** e vorremmo sapere quanti **microvolt** risulteranno presenti su un carico (impedenza) di **50 ohm**.

Poichè **-80 dBm** corrispondono ad una **potenza** di **10 picowatt**, usando le formule sopra riportate otterremo:

$$\sqrt{10 \text{ x } 50} = 22{,}36 \text{ microvolt}$$

**Nota** = Nella Tabella dei **dBm** i valori della tensione sono stati tutti arrotondati per difetto o per eccesso.

# INDUTTANZE e CAPACITÀ per CIRCUITI di SINTONIA



In questo articolo vi riportiamo tutte le formule che dovrete utilizzare per ricavare il valore in **microHenry** dell'induttanza conoscendo il valore della capacità e per calcolare la capacità in **picoFarad** del condensatore conoscendo il valore dell'induttanza.

Adoperando queste formule potrete sintonizzare con precisione il vostro circuito sulla **frequenza** desiderata.

## VALORE INDUTTANZA

Anche se esistono formule per calcolare in via teorica l'induttanza di una bobina conoscendo il numero delle spire, il diametro del supporto e la spaziatura tra spira e spira, possiamo affermare per esperienza che è meglio non usarle perchè il divario tra il valore che otterremmo dal calcolo teorico e il valore **reale** che queste induttanze assumeranno risulterà così elevato da non essere in pratica di nessuna utilità.

Per conoscere l'esatto valore in **microHenry** o **milliHenry** di una qualsiasi bobina suggeriamo di utilizzare un preciso **impedenzimetro**.

A tale proposito vi consigliamo l'**impedenzimetro digitale**, fornito in kit da Nuova Elettronica e siglato **LX.1008-LX.1009**, in grado di misurare in **automatico** (senza alcuna commutazione) qualsiasi bobina da un minimo di **0,02 microHenry** ad un massimo di **20 milliHenry**.

**Importante** = Ricordatevi che applicando sopra una qualsiasi bobina di alta frequenza **uno schermo** in alluminio o in altro materiale, la sua impedenza **aumenterà** di un **10-15%**. Quindi se misurerete l'induttanza **senza schermo** ed in seguito la racchiuderete dentro un qualsiasi schermo, la sua induttanza aumenterà.

## CALCOLARE LA FREQUENZA conoscendo Induttanza e Capacità

Conoscendo il valore dell'**induttanza** di una bobina e la **capacità** del condensatore che le verrà collegato in parallelo (vedi fig.1), potrete conoscere su quale **frequenza** il vostro circuito si sintonizzerà utilizzando la formula:

$$\text{MHz} = 159 : \sqrt{\text{pF} \times \text{microHenry}}$$

**Esempio** = Collegando in parallelo ad una bobina da **15 microHenry** un condensatore da **82 picoFarad**, il circuito si sintonizzerà sulla frequenza di:

$$159 : \sqrt{82 \times 15} = 4,53 \text{ MHz}$$

Se questa induttanza/capacità viene applicata sopra un circuito stampato, dovrete tenere in considerazione anche le **capacità parassite** delle piste in rame, perchè anche pochi **picoFarad** in più modificheranno il valore calcolato in via teorica.

Una capacità parassita di soli **5 pF** sintonizzerà il vostro circuito su una frequenza di:

$$159 : \sqrt{[(82+5) \times 15]} = 4,40 \text{ MHz}$$

## CALCOLARE LA CAPACITÀ conoscendo Frequenza e Induttanza

Se conoscete l'**induttanza** di una bobina potrete calcolare la **capacità** del condensatore, che dovrete applicarle in parallelo per poter sintonizzare il circuito sulla frequenza desiderata, utilizzando questa formula:

$$\text{pF} = 25.300 : [(\text{MHz} \times \text{MHz}) \times \text{microHenry}]$$

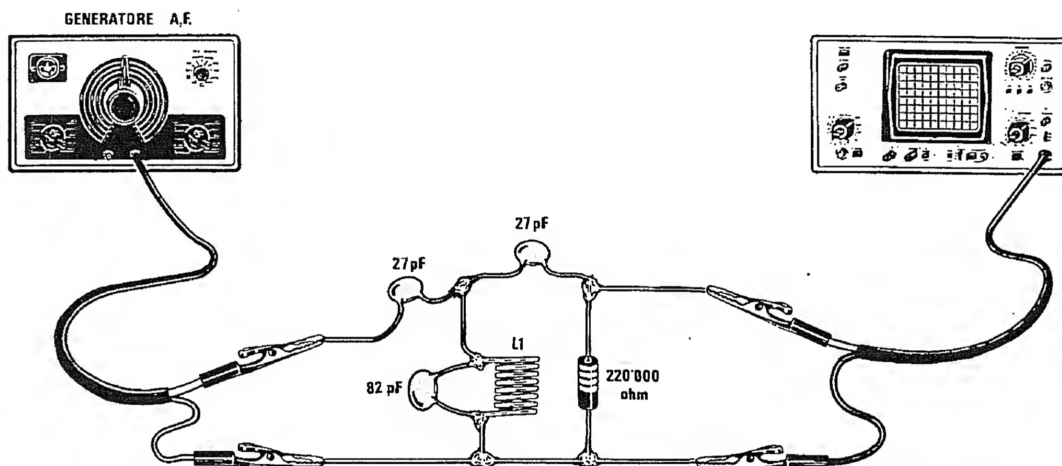



**Fig.1 Se disponete di un Generatore di RF e di un Oscilloscopio in grado di raggiungere i MHz richiesti, potrete controllare su quale frequenza il segnale visualizzato sull'oscilloscopio aumenterà bruscamente la sua ampiezza. Conoscendo la frequenza ed il valore della capacità applicata in parallelo a tale induttanza, potrete facilmente calcolare il suo valore in "microHenry".**

**Esempio** = Supponete di avere a disposizione una bobina da **2 microHenry** e di voler conoscere la **capacità** che occorre applicarle in parallelo, affinchè il circuito si accordi sulla frequenza di **21 MHz**.

**25.300 : [(21 x 21) x 2] = 28,6 picoFarad**

Per correggere le tolleranze dei componenti e compensare le **capacità parassite** avete a disposizione due possibili soluzioni.

Se la bobina dispone di un **nucleo ferromagnetico** correggerete la sua induttanza in modo da sintonizzarvi sull'esatta frequenza, se invece la bobina ne è sprovvista risulterà più conveniente utilizzare un **compensatore** piuttosto che una capacità di valore fisso.

## CALCOLARE L'INDUTTANZA conoscendo Frequenza e Capacità

Conoscendo il valore della **capacità** e della **frequenza** è possibile ricavare il valore dell'**induttanza** utilizzando questa formula:

**microHenry = 25.300 : [(MHz x MHz) x pF]**

**Esempio** = Disponendo di un **compensatore** da **10/60 picoFarad**, si vuole conoscere quale valore d'induttanza utilizzare per poter sintonizzare il circuito su una frequenza di **8 MHz**.

In questo caso si prenderà in considerazione la **metà** del valore del compensatore, cioè **30 picoFarad** ed in base a questo si calcolerà il valore dell'induttanza:

**25.300 : [(8 x 8) x 30] = 13,1 microHenry**

Se l'impedenza che sceglierete risultasse di **11** o **15 microHenry**, potreste sempre sintonizzarvi sugli **8 MHz** ruotando da un estremo all'altro il vostro compensatore.

## CONTROLLO SINTONIA

Se disponete di un **Generatore di RF** e di un buon **Oscilloscopio** potrete controllare con buona approssimazione su quale frequenza si sintonizzerà la **bobina/capacità** o una qualsiasi **Media Frequenza**, utilizzando il circuito visibile in fig.1.

Ruotando la manopola del Generatore di RF noterete che il segnale visualizzato sullo schermo dell'oscilloscopio aumenterà bruscamente l'ampiezza della frequenza sulla quale il vostro circuito risulta **sintonizzato**.

Tenete presente che quando applicherete questa **L/C** su un circuito stampato, la frequenza si abbasserà leggermente per le capacità parassite delle piste in rame.

# REATTANZA INDUTTIVA e CAPACITIVA

Vi siete mai chiesti perchè si usano dei condensatori di **elevata** capacità, ad esempio **1 - 4,7 - 10 microFarad,** per trasferire un segnale di **Bassa Frequenza** e dei condensatori di **bassissima** capacità, ad esempio **100 - 47 - 12 picoFarad**, per trasferire dei segnali di **Alta Frequenza.**

E ancora, perchè nei Cross-Over inseriti nelle Casse Acustiche si applica un'impedenza in **serie** all'altoparlante per lasciar passare le frequenze dei **bassi** e un **condensatore** per lasciar passare le frequenze degli **acuti**.

Per trovare una risposta a questi perchè, bisogna innanzitutto sapere che una qualsiasi **capacità** o **induttanza** offre, per un qualsiasi segnale **alternato,** una certa **resistenza** il cui valore **ohmico** varia al variare della **frequenza** di lavoro.

Questo valore **ohmico,** chiamato **reattanza,** viene indicato con le lettere:

**XC** per i condensatori
**XL** per le induttanze

Se prendiamo in considerazione un condensatore da **220 picoFarad**, scopriremo che la sua **reattanza** alle frequenze qui sottoriportate presenta i seguenti **valori ohmici**:

**1.000 Hertz ............................ 723.432 ohm**
**10.000 Hertz ............................ 72.343 ohm**
**100.000 Hertz ............................ 7.234 ohm**
**1 Megahertz ................................ 723 ohm**
**100 Megahertz ............................ 7,23 ohm**

Se prendiamo in considerazione un condensatore di capacità più elevata, ad esempio da **1.000 picoFarad (1 nanoFarad),** scopriremo che la sua **reattanza**, alle stesse frequenze, presenta questi diversi **valori ohmici**:

**1.000 Hertz ............................ 159.155 ohm**
**10.000 Hertz ............................ 15.915 ohm**
**100.000 Hertz ............................ 1.592 ohm**
**1 Megahertz ................................ 159 ohm**
**100 Megahertz ............................ 1,59 ohm**

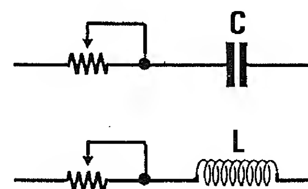



**Fig.1 Ricordate che un condensatore o una induttanza offrono ad un segnale alternato, sia di BF che di RF, una resistenza ohmica il cui valore cambia al variare della frequenza. In pratica, possiamo paragonare la reattanza ad una resistenza variabile posta in serie al componente (vedi Tabelle N.3-4).**

Passando alle **induttanze**, se ne prendiamo in considerazione una da **47 microHenry**, scopriremo che la sua **reattanza** alle frequenze qui sottoriportate presenta i seguenti **valori ohmici:**

**1.000 Hertz ................................ 0,30 ohm**
**10.000 Hertz ................................ 2,95 ohm**
**100.000 Hertz .............................. 29,5 ohm**
**1 Megahertz ................................ 295 ohm**
**100 Megahertz ......................... 29.531 ohm**

Se prendiamo in considerazione una **induttanza** di valore molto elevato, ad esempio **10 milliHenry (0,01 Henry)**, scopriremo che la sua **reattanza**, sempre alle stesse frequenze, presenta questi diversi **valori ohmici**:

**1.000 Hertz ................................ 62,8 ohm**
**10.000 Hertz ................................ 628 ohm**
**100.000 Hertz ............................ 6.283 ohm**
**1 Megahertz ............................. 62.832 ohm**
**100 Megahertz ....................... 6,3 megaohm**

Come avrete notato, all'**aumentare** della frequenza di lavoro, le **capacità** offrono una **minore resistenza**, mentre le **induttanze** offrono una **maggiore resistenza.**

Nella **Tabella N.1** riportiamo le formule necessarie per calcolare la **reattanza** in **ohm** per le **induttanze**, nella **Tabella N.2** riportiamo le formule per calcolare la **reattanza** in **ohm** per le **capacità.**

Nella **Tabella N.3** troverete già calcolati il valore di **reattanza** di diverse capacità di valore **standard** per **frequenze** comprese tra **50 Hz** e **500 MHz**, mentre nella **Tabella N.4** il valore di **reattanza** di diverse induttanze di valore **standard** per frequenze comprese tra **50 Hz** e **500 MHz.**

**PER eliminare DISTURBI sugli INTEGRATI**

La capacità che si applica sempre sui piedini di alimentazione di integrati **digitali** o **analogici**, serve per **scaricare** a massa tutti i disturbi spurii che potrebbero fuoriuscire dall'integrato.

Ad esempio, se sull'uscita del terminale di alimentazione di un qualsiasi integrato risultasse presente una frequenza **spuria** di **75.000 Hz**, per eliminarla completamente sarebbe sufficiente applicare tra questo terminale e la massa un condensatore da **100.000 pF**.

La frequenza spuria di **75.000 Hz** considererà questa capacità al pari di una **resistenza** di soli **21 ohm**, quindi con un così basso valore **ohmico** il segnale risulterà praticamente cortocircuitato a **massa.**

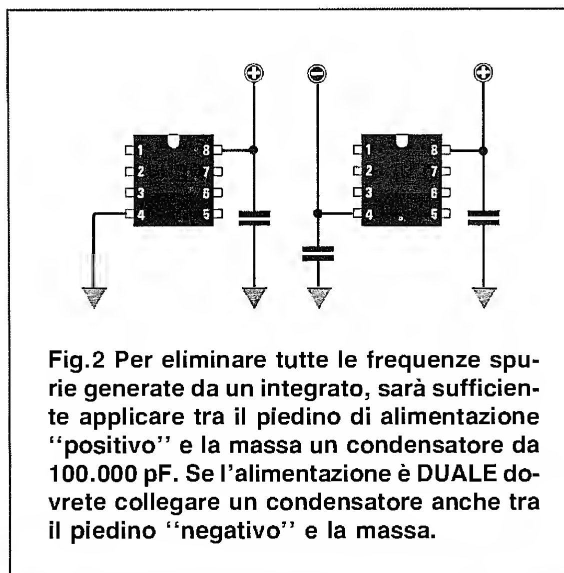



**Fig.2 Per eliminare tutte le frequenze spurie generate da un integrato, sarà sufficiente applicare tra il piedino di alimentazione "positivo" e la massa un condensatore da 100.000 pF. Se l'alimentazione è DUALE dovrete collegare un condensatore anche tra il piedino "negativo" e la massa.**

**TABELLA N.1 FORMULE per le INDUTTANZE**

**Conoscendo la Frequenza e l'Induttanza ricavare il valore della Reattanza**

**XL ohm = 6,28 × (Hz × Henry)**
**XL ohm = 0,00628 × (Hz × milliH.)**
**XL ohm = 6,28 × (KHz × milliH.)**
**XL ohm = 0,00628 × (KHz × microH.)**
**XL ohm = 6,28 × (MHz × microH.)**

**Conoscendo la Frequenza e la Reattanza ricavare il valore dell'Induttanza**

**Henry = XL ohm : (6,28 × Hz)**
**milliH = XL ohm : (0,00628 × Hz)**
**milliH = XL ohm : (6,28 × KHz)**
**microH = XL ohm : (0.00628 × KHz)**
**microH = XL ohm : (6,28 × MHz)**

**TABELLA N.2 FORMULE per le CAPACITÀ**

**Conoscendo la Frequenza e la Capacità ricavare il valore della Reattanza**

**XC ohm = 159.000 : (Hz × microF.)**
**XC ohm = 159.000 : (KHz × nanoF.)**
**XC ohm = 159 : (KHz × microF.)**
**XC ohm = 159.000 : (MHz × picoF.)**
**XC ohm = 159 : (MHz × nanoF.)**

**Conoscendo la Frequenza e la Reattanza ricavare il valore della Capacità**

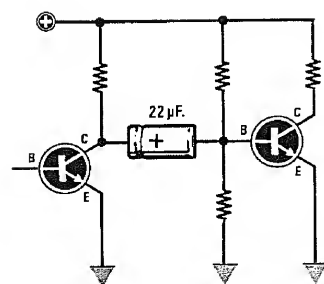
**microF = 159.000 : (Hz x XC ohm)**
**nanoF = 159.000 : (KHz x XC ohm)**
**microF = 1,59 : (KHz x XC ohm)**
**picoF = 159.000 : (MHz x XC ohm)**
**nanoF = 159 : (MHz x XC ohm)**

## CAPACITÀ e segnali di BF

Per trasferire un segnale di **Bassa Frequenza** da uno stadio al successivo si usano sempre dei condensatori di **elevata** capacità, perchè questi offrono una minore **reattanza** alle frequenze più **basse**.

In pratica, la **reattanza** di un condensatore può essere considerata una **resistenza ohmica** posta in serie alla capacità (vedi fig.1).

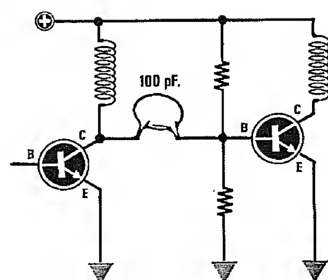
Ad esempio, un condensatore da **22 microFarad** per la frequenza di **100 Hertz** equivale ad una resistenza **ohmica** di soli **72 ohm** posta in serie al circuito, mentre un condensatore da **100 picoFarad** equivale ad una resistenza **ohmica** di ben **15,9 Megaohm.**




## CAPACITÀ e segnali RF

Per trasferire un segnale di **Alta Frequenza** di diversi **Megahertz** da uno stadio al successivo, si usano sempre dei condensatori di **bassa** capacità, perchè lasciano passare senza attenuazione le frequenze di lavoro ed **eliminano** eventuali frequenze spurie che rientrano nella gamma **BF.**

Ad esempio, un condensatore da **100 picoFarad** per la frequenza di **100 Megahertz** equivale ad una resistenza **ohmica** di soli **15,9 ohm** posta in serie al circuito, mentre per una frequenza di **10.000 Hertz** equivale ad una resistenza di **159.236 ohm.**



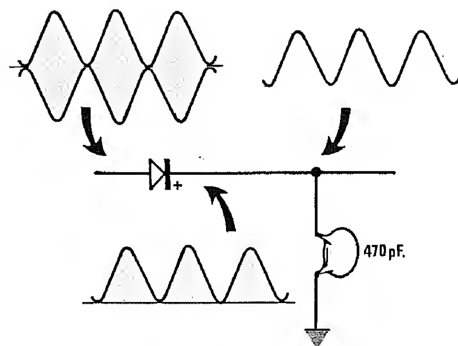

## SEPARARE la BF dalla RF

Un segnale **RF** modulato in **AM**, prima di entrare nell'ingresso del diodo di **rivelazione**, è completo di semionde positive e negative.

Dall'uscita del diodo fuoriuscirà invece la sola **semionda positiva** composta da un segnale **RF** più il segnale **BF** di modulazione.

Applicando tra l'uscita del diodo e la massa un condensatore da **470 pF** circa, questa capacità equivarrà per la **RF** ad una resistenza di **600-500 ohm** collegata verso **massa**, mentre per la **BF** equivarrà ad una resistenza da **600.000-100.000 ohm.**

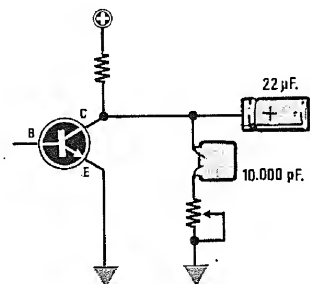
Pertanto, il segnale di **RF** trovando un così **basso** valore ohmico si **scaricherà** a **massa**, mentre la **BF**, trovando un così **alto** valore ohmico tra l'uscita e la massa, non subirà alcuna attenuazione.



## PER ELIMINARE toni ACUTI

Collegando sull'uscita di uno stadio preamplificatore un **condensatore** con in serie un **potenziometro**, si potrà realizzare un semplice controllo di tono per **attenuare** tutte le frequenze degli **acuti**.

Ad esempio, utilizzando un condensatore da **10.000 pF**, questa capacità per le frequenze di **20.000 Hz** equivale ad una resistenza di **796 ohm**, per le frequenze di **5.000 Hz** ad una resistenza di **3.185 ohm** e per le frequenze di **500 Hz** ad una resistenza di **31.847 ohm**.

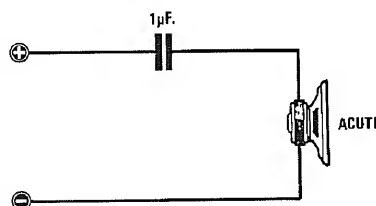



## CAPACITÀ in serie ALTOPARLANTE

Una capacità si applica in **serie** ad un altoparlante in un filtro Cross-Over per lasciar passare le sole frequenze **alte**.

Ad esempio, un condensatore da **1 microFarad** equivale ad una resistenza di **15,9 ohm** per la frequenza di **10.000 Hz** e ad una resistenza di **1.592 ohm** per la frequenza di **100 Hz.**

**Nota** = Per calcolare il valore della capacità nei filtri Cross-Over, esistono delle formule specifiche (vedi capitolo dedicato ai Filtri Cross-Over).

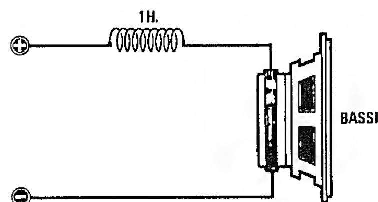



## INDUTTANZA in serie ALTOPARLANTE

Una induttanza si applica **in serie** ad un altoparlante in un filtro Cross-Over per lasciar passare le sole frequenze **basse**.

Ad esempio, una impedenza da **1 Henry** equivale ad una resistenza di **628 ohm** per una frequenza di **100 Hz**, ad una resistenza di **31.416 ohm** per una frequenza di **5.000 Hz** e ad una resistenza di **62.832 ohm** per una frequenza di **10.000 Hz**.

**Nota** = Per calcolare il valore dell'induttanza nei filtri Cross-Over, esistono delle formule specifiche (vedi capitolo dedicato ai Filtri Cross-Over).



## TABELLA N. 3 CX = REATTANZA in OHM dei CONDENSATORI

| | 50 Hz | 100 Hz | 500 Hz | 1 KHz | 5 KHz | 10 KHz | 20 KHz | 40 KHz | 80 KHz | 100 KHz | 150 KHz |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| 10 picoF | - | - | - | 15,9 Mega | 3,2 Mega | 1,6 Mega | 795.775 | 397.887 | 198.944 | 159.155 | 106.103 |
| 22 picoF | - | - | 14,5 Mega | 7,2 Mega | 1,5 Mega | 723.432 | 361.716 | 180.858 | 90.429 | 72.343 | 48.229 |
| 47 picoF | - | - | 6,8 Mega | 3,4 Mega | 677.255 | 338.628 | 169.314 | 84.657 | 42.328 | 33.863 | 22.575 |
| 100 picoF | - | 15,9 Mega | 3,2 Mega | 1,6 Mega | 318.310 | 159.155 | 79.577 | 39.789 | 19.894 | 15.915 | 10.610 |
| 220 picoF | 14,5 Mega | 7,2 Mega | 1,0 Mega | 723.432 | 144.686 | 72.343 | 36.172 | 18.086 | 9.043 | 7.234 | 4.823 |
| 470 picoF | 6,8 Mega | 3,4 Mega | 677.255 | 338.628 | 67.726 | 33.863 | 16.931 | 8.466 | 4.233 | 3.386 | 2.258 |
| 1 nanoF | 3,2 Mega | 1,6 Mega | 318.310 | 159.155 | 31.831 | 15.915 | 7.958 | 3.979 | 1.989 | 1.592 | 1.061 |
| 1,5 nanoF | 2,1 Mega | 1,1 Mega | 212.207 | 106.103 | 21.221 | 10.610 | 5.305 | 2.653 | 1.326 | 1.061 | 707 |
| 2,2 nanoF | 1,4 Mega | 723.432 | 144.686 | 72.343 | 14.469 | 7.234 | 3.617 | 1.809 | 904 | 723 | 482 |
| 4,7 nanoF | 677.255 | 338.628 | 67.726 | 33.863 | 6.773 | 3.386 | 1.693 | 847 | 423 | 339 | 226 |
| 10 nanoF | 318.310 | 159.155 | 31.831 | 15.915 | 3.183 | 1.592 | 796 | 398 | 199 | 159 | 106 |
| 15 nanoF | 212.207 | 106.103 | 21.221 | 10.610 | 2.122 | 1.061 | 531 | 265 | 133 | 106 | 70,7 |
| 22 nanoF | 144.686 | 72.343 | 14.469 | 7.234 | 1.447 | 723 | 362 | 181 | 90,4 | 72,3 | 48,2 |
| 47 nanoF | 67.726 | 33.863 | 6.773 | 3.386 | 677 | 339 | 169 | 84,7 | 42,3 | 33,9 | 22,6 |
| 100 nanoF | 31.831 | 15.915 | 3.183 | 1.592 | 318 | 159 | 79,6 | 39,8 | 19,9 | 15,9 | 10,6 |
| 150 nanoF | 21.221 | 10.610 | 2.122 | 1.061 | 212 | 106 | 53,1 | 26,5 | 13,3 | 10,6 | 7,07 |
| 220 nanoF | 14.469 | 7.234 | 1.447 | 723 | 145 | 72,3 | 36,2 | 18,1 | 9,04 | 7,23 | 4,82 |
| 470 nanoF | 6.773 | 3.386 | 677 | 339 | 67,7 | 33,9 | 16,9 | 8,47 | 4,23 | 3,39 | 2,26 |
| 560 nanoF | 5.684 | 2.842 | 568 | 284 | 56,8 | 28,4 | 14,2 | 7,11 | 3,55 | 2,84 | 1,89 |
| 680 nanoF | 4.681 | 2.341 | 468 | 234 | 46,8 | 23,4 | 11,7 | 5,85 | 2,93 | 2,34 | 1,56 |
| 820 nanoF | 3.882 | 1.941 | 388 | 194 | 38,8 | 19,4 | 9,70 | 4,85 | 2,43 | 1,94 | 1,29 |
| 1 microF | 3.183 | 1.592 | 318 | 159 | 31,8 | 15,9 | 7,96 | 3,98 | 1,99 | 1,59 | 1,06 |
| 4,7 microF | 677 | 339 | 67,7 | 33,9 | 6,77 | 3,39 | 1,69 | 0,85 | 0,42 | 0,34 | 0,23 |
| 10 microF | 318 | 159 | 31,8 | 15,9 | 3,18 | 1,59 | 0,80 | 0,40 | 0,20 | 0,16 | 0,11 |

## TABELLA N. 4 XL = REATTANZA in OHM delle INDUTTANZE

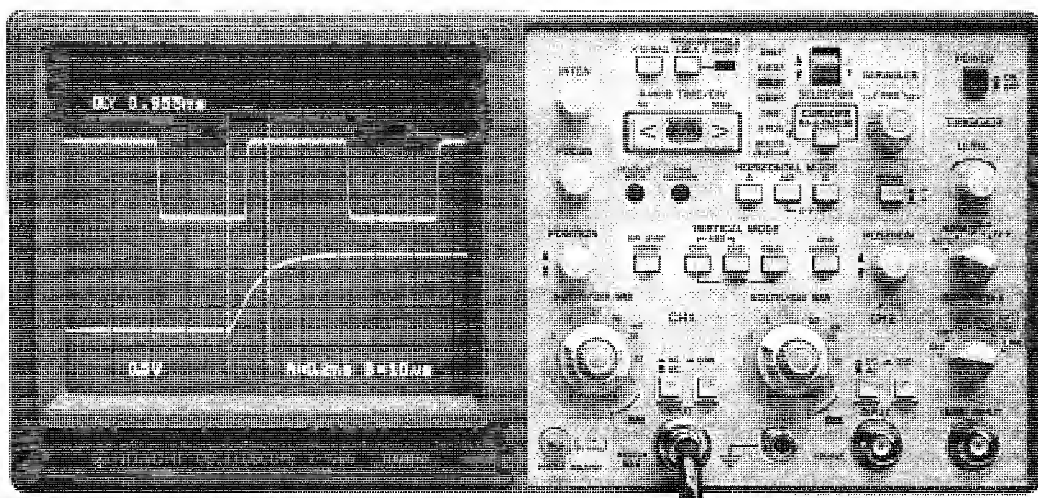
| | 50 Hz | 100 Hz | 500 Hz | 1 KHz | 5 KHz | 10 KHz | 20 KHz | 40 KHz | 80 KHz | 100 KHz | 150 KHz |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| 10 microH | - | 0,01 | 0,03 | 0,06 | 0,31 | 0,63 | 1,26 | 2,51 | 5,03 | 6,28 | 9,42 |
| 22 microH | 0,01 | 0,01 | 0,07 | 0,14 | 0,69 | 1,38 | 2,76 | 5,53 | 11,1 | 13,8 | 20,7 |
| 33 microH | 0,01 | 0,02 | 0,10 | 0,21 | 1,04 | 2,07 | 4,15 | 8,29 | 16,6 | 20,7 | 31,1 |
| 47 microH | 0,01 | 0,03 | 0,15 | 0,30 | 1,48 | 2,95 | 5,91 | 11,8 | 23,6 | 29,5 | 44,3 |
| 100 microH | 0,03 | 0,06 | 0,31 | 0,63 | 3,14 | 6,28 | 12,6 | 25,1 | 50,3 | 62,8 | 94,2 |
| 220 microH | 0,07 | 0,14 | 0,69 | 1,38 | 6,91 | 13,8 | 27,6 | 55,3 | 111 | 138 | 207 |
| 470 microH | 0,15 | 0,30 | 1,48 | 2,95 | 14,8 | 29,5 | 59,1 | 118 | 236 | 295 | 443 |
| 1 milliH | 0,31 | 0,63 | 3,14 | 6,28 | 31,4 | 62,8 | 126 | 251 | 503 | 628 | 942 |
| 5 milliH | 1,57 | 3,14 | 15,7 | 31,4 | 157 | 314 | 628 | 1.257 | 2.513 | 3.142 | 4.712 |
| 10 milliH | 3,14 | 6,28 | 31,4 | 62,8 | 314 | 628 | 1.257 | 2.513 | 5.027 | 6.283 | 9.425 |
| 22 milliH | 6,91 | 13,8 | 69,1 | 138 | 691 | 1.382 | 2.765 | 5.529 | 11.058 | 13.823 | 20.735 |
| 33 milliH | 10,4 | 20,7 | 104 | 207 | 1.037 | 2.073 | 4.147 | 8.294 | 16.588 | 20.735 | 31.102 |
| 47 milliH | 14,8 | 29,5 | 148 | 295 | 1.477 | 2.953 | 5.906 | 11.812 | 23.625 | 29.531 | 44.296 |
| 100 milliH | 31,4 | 62,8 | 314 | 628 | 3.142 | 6.283 | 12.566 | 25.133 | 50.265 | 62.832 | 94.248 |
| 220 milliH | 69,1 | 138 | 691 | 1.382 | 6.912 | 13.823 | 27.646 | 55.292 | 110.584 | 138.230 | 207.345 |
| 470 milliH | 148 | 295 | 1.477 | 2.953 | 14.765 | 29.531 | 59.062 | 118.124 | 236.248 | 295.310 | 442.965 |
| 1.000 milliH | 314 | 628 | 3.142 | 6.283 | 31.416 | 62.832 | 125.664 | 251.327 | 502.655 | 628.319 | 942.478 |
| 1.200 milliH | 377 | 754 | 3.770 | 7.540 | 37.699 | 75.398 | 150.796 | 301.593 | 603.186 | 753.982 | 11 Mega |
| 1.500 milliH | 471 | 942 | 4.712 | 9.425 | 47.124 | 94.248 | 188.496 | 376.991 | 753.982 | 942.478 | 14 Mega |
| 2.200 milliH | 691 | 1.382 | 6.912 | 13.823 | 69.115 | 138.230 | 276.460 | 552.920 | 11 Mega | 13 Mega | 20 Mega |

## per FREQUENZE da 50 Hertz a 500 Megahertz

| 200 KHz | 0,5 MHz | 1 MHz | 5 MHz | 10 MHz | 20 MHz | 40 MHz | 80 MHz | 100 MHz | 150 MHz | 200 MHz | 500 MHz |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| 79.577 | 31.831 | 15.915 | 3.183 | 1.592 | 796 | 398 | 227 | 159 | 106 | 79,6 | 31,8 |
| 36.172 | 14.469 | 7.234 | 1.447 | 723 | 362 | 181 | 103 | 72,3 | 48,2 | 36,2 | 14,5 |
| 16.931 | 6.773 | 3.386 | 677 | 339 | 169 | 84,7 | 48,4 | 33,9 | 22,6 | 16,9 | 6,77 |
| 7.958 | 3.183 | 1.592 | 318 | 159 | 79,6 | 39,8 | 22,7 | 15,9 | 10,6 | 7,96 | 3,18 |
| 3.617 | 1.447 | 723 | 145 | 72,3 | 36,2 | 18,1 | 10,3 | 7,23 | 4,82 | 3,62 | 1,45 |
| 1.693 | 677 | 339 | 67,7 | 33,9 | 16,9 | 8,47 | 4,84 | 3,39 | 2,26 | 1,69 | 0,68 |
| 796 | 318 | 159 | 31,8 | 15,9 | 7,96 | 3,98 | 2,27 | 1,59 | 1,06 | 0,80 | 0,32 |
| 531 | 212 | 106 | 21,2 | 10,6 | 5,31 | 2,65 | 1,52 | 1,06 | 0,71 | 0,53 | 0,21 |
| 362 | 145 | 72,3 | 14,5 | 7,23 | 3,62 | 1,81 | 1,03 | 0,72 | 0,48 | 0,36 | 0,14 |
| 169 | 67,7 | 33,9 | 6,77 | 3,39 | 1,69 | 0,85 | 0,48 | 0,34 | 0,23 | 0,17 | 0,07 |
| 79,6 | 31,8 | 15,9 | 3,18 | 1,59 | 0,80 | 0,40 | 0,23 | 0,16 | 0,11 | 0,08 | 0,03 |
| 53,1 | 21,2 | 10,6 | 2,12 | 1,06 | 0,53 | 0,27 | 0,15 | 0,11 | 0,07 | 0,05 | 0,02 |
| 36,2 | 14,5 | 7,23 | 1,45 | 0,72 | 0,36 | 0,18 | 0,10 | 0,07 | 0,05 | 0,04 | 0,01 |
| 16,9 | 6,77 | 3,39 | 0,68 | 0,34 | 0,17 | 0,08 | 0,05 | 0,03 | 0,02 | 0,02 | 0,01 |
| 7,96 | 3,18 | 1,59 | 0,32 | 0,16 | 0,08 | 0,04 | 0,02 | 0,02 | 0,01 | 0,01 | - |
| 5,31 | 2,12 | 1,06 | 0,21 | 0,11 | 0,05 | 0,03 | 0,02 | 0,01 | 0,01 | 0,01 | - |
| 3,62 | 1,45 | 0,72 | 0,14 | 0,07 | 0,04 | 0,02 | 0,01 | 0,01 | - | - | - |
| 1,69 | 0,68 | 0,34 | 0,07 | 0,03 | 0,02 | 0,01 | - | - | - | - | - |
| 1,42 | 0,57 | 0,28 | 0,06 | 0,03 | 0,01 | 0,01 | - | - | - | - | - |
| 1,17 | 0,47 | 0,23 | 0,05 | 0,02 | 0,01 | 0,01 | - | - | - | - | - |
| 0,97 | 0,39 | 0,19 | 0,04 | 0,02 | 0,01 | - | - | - | - | - | - |
| 0,80 | 0,32 | 0,16 | 0,03 | 0,02 | 0,01 | - | - | - | - | - | - |
| 0,17 | 0,07 | 0,03 | 0,01 | - | - | - | - | - | - | - | - |
| 0,08 | 0,03 | 0,02 | - | - | - | - | - | - | - | - | - |

## per FREQUENZE da 50 Hertz a 500 Megahertz

| 200 KHz | 0,5 MHz | 1 MHz | 5 MHz | 10 MHz | 20 MHz | 40 MHz | 80 MHz | 100 MHz | 150 MHz | 200 MHz | 500 MHz |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| 12,6 | 31,4 | 62,8 | 314 | 628 | 1.257 | 2.513 | 5.027 | 6.283 | 9.425 | 12.566 | 31.416 |
| 27,6 | 69,1 | 138 | 691 | 1.382 | 2.765 | 5.529 | 11.058 | 13.823 | 20.735 | 27.646 | 69.115 |
| 41,5 | 104 | 207 | 1.037 | 2.073 | 4.147 | 8.294 | 16.588 | 20.735 | 31.102 | 41.469 | 103.673 |
| 59,1 | 148 | 295 | 1.477 | 2.953 | 5.906 | 11.812 | 23.625 | 29.531 | 44.296 | 59.062 | 147.655 |
| 126 | 314 | 628 | 3.142 | 6.283 | 12.566 | 25.133 | 50.265 | 62.832 | 94.248 | 125.664 | 314.159 |
| 276 | 691 | 1.382 | 6.912 | 13.823 | 27.646 | 55.292 | 110.584 | 138.230 | 207.345 | 276.460 | 691.150 |
| 591 | 1.477 | 2.953 | 14.765 | 29.531 | 59.062 | 118.124 | 236.248 | 295.310 | 442.965 | 590.619 | 1,5 Mega |
| 1.257 | 3.142 | 6.283 | 31.416 | 62.832 | 125.664 | 251.327 | 502.655 | 628.319 | 942.478 | 1,6 Mega | 3,1 Mega |
| 6.283 | 15.708 | 31.416 | 157.080 | 314.159 | 628.319 | 1,3 Mega | 2,5 Mega | 3,1 Mega | 4,7 Mega | 6,3 Mega | - |
| 12.566 | 31.416 | 62.832 | 314.159 | 628.319 | 1,3 Mega | 2,5 Mega | 5,0 Mega | 6,3 Mega | 9,4 Mega | - | - |
| 27.646 | 69.115 | 138.230 | 691.150 | 1,4 Mega | 2,8 Mega | 5,5 Mega | - | - | - | - | - |
| 41.469 | 103.673 | 207.345 | 1,0 Mega | 2,1 Mega | 4,1 Mega | 8,3 Mega | - | - | - | - | - |
| 59.062 | 147.655 | 295.310 | 1,5 Mega | 3,0 Mega | 5,9 Mega | - | - | - | - | - | - |
| 125.664 | 314.159 | 628.319 | 3,1 Mega | 6,3 Mega | - | - | - | - | - | - | - |
| 276.460 | 691.150 | 1,4 Mega | 6,9 Mega | - | - | - | - | - | - | - | - |
| 590.619 | 1,5 Mega | 3,0 Mega | - | - | - | - | - | - | - | - | - |
| 12 Mega | 3,1 Mega | 6,3 Mega | - | - | - | - | - | - | - | - | - |
| 15 Mega | 3,8 Mega | 7,5 Mega | - | - | - | - | - | - | - | - | - |
| 18 Mega | 4,7 Mega | 9,4 Mega | - | - | - | - | - | - | - | - | - |
| 27 Mega | 6,9 Mega | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - |



# L'OSCILLOSCOPIO come FREQUENZIMETRO

L'oscilloscopio ci permette di determinare con buona approssimazione la **frequenza** di un qualsiasi segnale **alternato**, controllando semplicemente in quale posizione risulta ruotata la manopola del **Time/Div** e quanti **quadretti** occupa in orizzontale una **sola** onda, sia essa sinusoidale, quadrata o triangolare.

Tutto questo è possibile perchè i moderni oscilloscopi hanno la manopola del **Time/Div**, indicata a volte anche come **Time/Base** ( vedi fig.1), tarata su precisi valori espressi in **secondi - millisecondi - microsecondi - nanosecondi**, come riportato nella **Tabella N.1**.

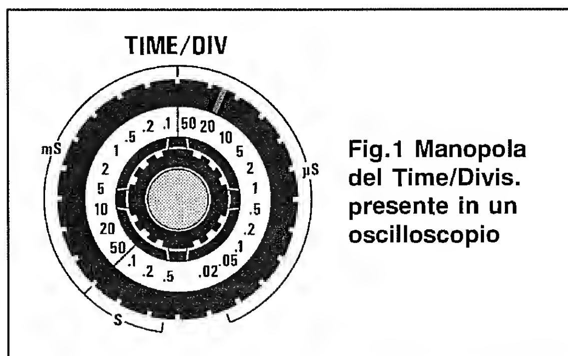



**Fig.1 Manopola del Time/Divis. presente in un oscilloscopio**

## COME SI EFFETTUA UNA MISURA

Inserita nell'ingresso dell'oscilloscopio una qualsiasi **frequenza**, si dovrà ruotare la manopola del **Time/Div** in modo che un'onda **intera** ( vedi fig.2) occupi **3 - 4 - 5 quadretti** in orizzontale.

Se la manopola è ruotata sui **millisecondi** otterremo il valore della frequenza in **Hertz** usando la formula:

**Hz = 1.000 : (millisec. x nr. quadretti)**

Se la manopola è ruotata sui **microsecondi** otterremo il valore della frequenza in **Kilohertz** o in **Megahertz** usando le formule:

**KHz = 1.000 : (microsec. x nr. quadretti)**
**MHz = 1 : (microsec. x nr. quadretti)**

Se la manopola è ruotata sui **nanosecondi** otterremo il valore della frequenza in **Megahertz** usando la formula:

**MHz = 1.000 : (nanosec. x nr. quadretti)**

Anche se l'oscilloscopio non ci permette di stabilire con assoluta precisione se una frequenza risulta di **1.135 Hz** oppure di **1.145 Hz**, potremo comunque e immediatamente valutare se questa è di **1.000 - 1.100 - 1.200** o di **2.000 Hz** e questo in certi casi è già più che sufficiente.

Per ottenere misure sufficientemente precise dovremo, durante la fase di misura, far collimare la sommità di una sinusoide ( oppure di un'onda quadra o triangolare ) con l'incrocio di uno dei tanti **quadretti** del reticolo e poi controllare di quanti **quadretti** e **tacche** di riferimento si trova distanziata la sommità della successiva onda (vedi fig.2).

**Esempio** = Ruotando la manopola del **Time/Div** siamo riusciti a far collimare sullo schermo dell'oscilloscopio un'onda sinusoidale su **2 quadretti** e **3 tacche di riferimento**. Poichè il **Time/Div** è sui **5 millisecondi** vorremmo conoscere il valore di questa **frequenza**.

Sapendo che ogni quadretto è diviso in **5 tacche** è intuitivo che ogni tacca equivale a **0,2** quadretti, quindi collimando l'onda sinusoidale sulla **3° tacca** dovremo moltiplicare **3 x 0,2 = 0,6**.

Sommando questo **0,6** ai **2** quadretti otterre-

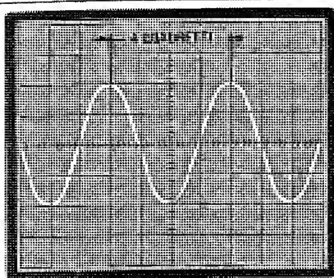
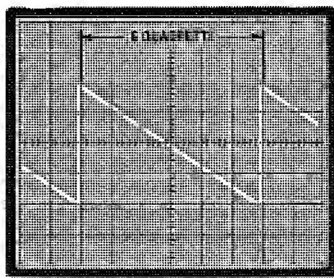
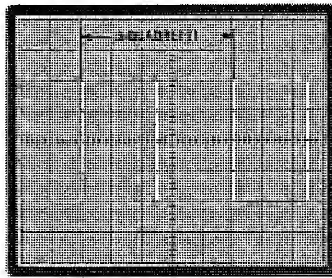




**Fig.2 Per ottenere misure precise è necessario contare quanti quadretti occupa in orizzontale un'onda intera. Con le formule riportate nell'articolo potrete calcolare la frequenza.**

mo **2,6**, pertanto usando la formula sopra riportata otterremo una frequenza di:

**1.000 : (5 x 2,6) = 76,92 Hz**

Occorre sempre tenere in considerazione che può esistere un errore nella valutazione visiva delle **tacche** che potrebbero in realtà essere non **3** ma **3,1** oppure **2,9**, quindi potremo affermare che questa frequenza è compresa tra i **75** e i **77 Hz.**

**Esempio** = Applicando sull'oscilloscopio un'onda quadra generata da un oscillatore digitale, questa occupa **4 quadretti** con la manopola del **Time/Div** posizionata sui **0,1 microsecondi**. Vorremmo conoscere la frequenza generata da questo oscillatore.

Poichè il **Time/Div** è ruotato sui **microsecondi**, il valore della frequenza che ricaveremo dalla formula non sarà più in Hertz bensì in **Kilohertz** se useremo la prima formula riportata per i **microsecondi**:

**1.000 : (0,1 x 4) = 2.500 Kilohertz**

oppure in **Megahertz** se useremo la seconda formula:

**1 : (0,1 x 4) = 2,5 Megahertz**

**Esempio** = Vorremmo conoscere quanti quadretti occuperà una frequenza di **110 KHz** sullo schermo dell'oscilloscopio se ruotiamo la manopola del **Time/Div** sui tempi di **5-2-1 microsecondi**.

Per conoscere i quadretti occupati in orizzontale dovremo usare le formule inverse, cioè:

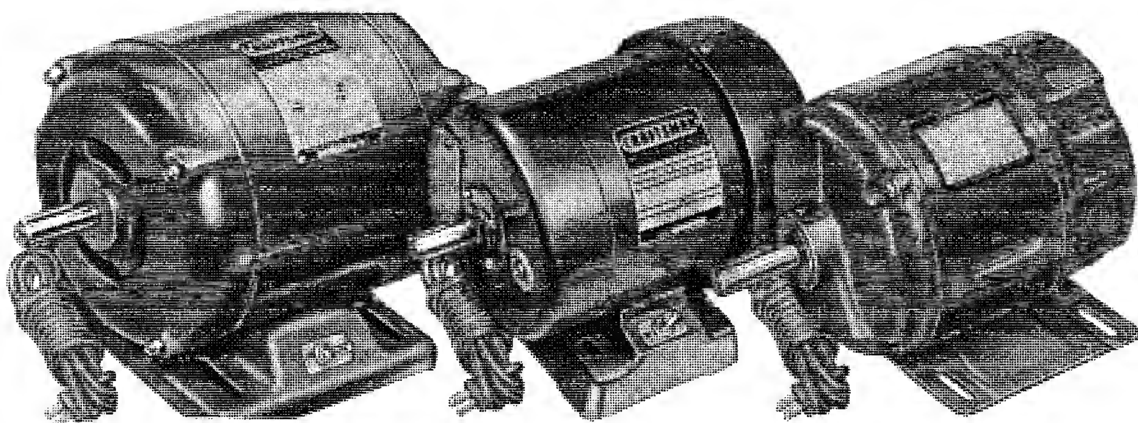
**Quadretti = 1.000 : (millisec. x Hz)**
**Quadretti = 1.000 : (microsec. x KHz)**

Poichè la manopola è sui **microsecondi** useremo la seconda formula e quindi avremo:

**1.000 : (5 x 110) = 1,8 quadretti**
**1.000 : (2 x 110) = 4,5 quadretti**
**1.000 : (1 x 100) = 10 quadretti**

**TABELLA N.1**

| TIME/DIVISIONE | TEMPI MASSIMI su diversi modelli di OSCILLOSCOPIO | | | |
|---|---|---|---|---|
| | 10 MHz | 20 MHz | 50 MHz | 100 MHz |
| secondi | 0,5 | 0,5 | 0,5 | 0,5 |
| secondi | 0,2 | 0,2 | 0,2 | 0,2 |
| secondi | 0,1 | 0,1 | 0,1 | 0,1 |
| millisecondi | 50 | 50 | 50 | 50 |
| millisecondi | 20 | 20 | 20 | 20 |
| millisecondi | 10 | 10 | 10 | 10 |
| millisecondi | 5 | 5 | 5 | 5 |
| millisecondi | 2 | 2 | 2 | 2 |
| millisecondi | 1 | 1 | 1 | 1 |
| millisecondi | 0,5 | 0,5 | 0,5 | 0,5 |
| millisecondi | 0,2 | 0,2 | 0,2 | 0,2 |
| millisecondi | 0,1 | 0,1 | 0,1 | 0,1 |
| microsecondi | 50 | 50 | 50 | 50 |
| microsecondi | 20 | 20 | 20 | 20 |
| microsecondi | 10 | 10 | 10 | 10 |
| microsecondi | 5 | 5 | 5 | 5 |
| microsecondi | 2 | 2 | 2 | 2 |
| microsecondi | 1 | 1 | 1 | 1 |
| microsecondi | | 0,5 | 0,5 | 0,5 |
| microsecondi | | | 0,2 | 0,2 |



# RIFASAMENTO motori ELETTRICI

Collegando ad una linea elettrica dei carichi puramente **resistivi** come ferri da stiro, lampade ad incandescenza o stufe elettriche, non si verifica alcun sfasamento nella corrente.

Al contrario se colleghiamo ad un impianto elettrico dei carichi puramente **induttivi**, quali motori elettrici, trasformatori di potenza o lampade fluorescenti provviste di reattore, la **corrente** verrà **sfasata in ritardo** rispetto alla **tensione** e di conseguenza il circuito assorbirà **maggiore** corrente.

Se colleghiamo un motore bifase da **300 Watt non rifasato** ad una linea elettrica di **220 volt**, questo dovrebbe teoricamente assorbire una corrente di:

**300 : 220 = 1,36 amper**

Se il motore assorbisse una corrente maggiore, ad esempio di **1,75 Amper**, otterremmo una potenza **apparentemente** superiore, perchè la differenza di assorbimento, **1,75 - 1,36 = 0,39 Amper**, è una **perdita**:

**220 x 0,39 = 85,8 watt**

Se dividiamo la corrente che il motore dovrebbe assorbire, cioè **1,36 Amper**, con quella assorbita, cioè **1,75 Amper**, potremo ricavare il fattore di potenza denominato **cos-fi**:

**1,36 : 1,75 = 0,777**

Controllando la **Tabella N.1** scopriremo che a un **cos-fi** di **0,78** corrisponde un **Sen-fi** di **0,63**, quindi per rifasare questo **carico induttivo** dovremo applicare in parallelo al motore un condensatore.

Per calcolare la capacità del condensatore di **rifasamento** da applicare ad un carico **induttivo** potrete utilizzare la seguente formula:

**Acx = Am x Sen-fi**

dove:

**Acx** = Corrente capacitiva espressa in **Amper** che dovrà fornire il **condensatore cx**.
**Am** = **Amper** assorbiti dal **motore** o dal carico induttivo non ancora rifasati.
**Sen-fi** = Valore che preleveremo dalla TABELLA N.1 dopo aver calcolato il **Cos-fi**.

Per ricavare il valore di **Acx** dovrete innanzitutto misurare gli **Am**, cioè gli **Amper** assorbiti dal motore **non ancora** rifasato.

Dividendo i **Watt** del motore per la **tensione** di rete, otterrete gli **Amper** che il motore dovrebbe realmente assorbire.

A questo punto dividendo gli **Amper**, che il motore dovrebbe assorbire, per gli **Amper** che il motore non rifasato assorbe, otterrete il **Cos-Fi**:

**Cos-fi = A : Am**

Nella **TABELLA N.1** controllerete a quale valore di **Sen-fi** corrisponde il numero di **Cos-fi** da voi calcolato.

Ora potrete calcolare la capacità in **microFarad** del condensatore di **rifasamento**, con la formula:

**mF = ( Am × 159.000 ) : ( Volt × Hz )**

**Esempio** = Per conoscere la **capacità** del condensatore che dovrete utilizzare per **rifasare** un motore da **300 watt** alimentato a **220 volt**, dovrete eseguire queste operazioni:

1° Calcolate la corrente che dovrebbe assorbire questo motore se fosse **rifasato:**
**Amper = Watt : Volt**
pertanto il motore dovrebbe assorbire:
**300 : 220 = 1,36 Amper**

2° Controllate quanti Amper assorbe e. ammesso che assorba **1,75 Amper**, calcolate gli **Am:**
**220 x 1,75 = 385 Watt**

3° Conoscendo **A = 1,36** e **Am = 1,75**, potrete calcolare il **Cos-fi**:
**1,36 : 1,75 = 0,777 Cos-fi**
numero che potrete tranquillamente arrotondare a **0,78**.

4° Controllando nella Tabella il valore di **Sen-fi** corrispondente, troverete:
**0,78 Cos-fi = 0,63 Sen-fi**

5° Ora potrete calcolare gli **Acx**, cioè gli **Amper** che deve erogare il **condensatore** di rifasamento:
**1,75 x 0,63 = 1,1 Amper da erogare**

6° Con quest'ultimo dato potrete calcolare la **capacità** del condensatore,con la formula:
**microFarad = ( Am x 159.000 ) : ( Volt x Hz )**
Inserendo i dati otterrete:
**(1,1 x 159.000 ) : ( 220 x 50 ) = 15,9 microF**

Dunque per rifasare un motore da **300 Watt** alimentato con una tensione a **220 Volt**, dovrete applicare ai capi del motore (vedi fig.1) un condensatore da **15,9 microF**, valore che potrete arrotondare a **16 mF**.

Con questo condensatore il motore assorbirà **1,36 Amper** e non più gli **1,75 Amper** che assorbiva quando non era ancora rifasato.

**TABELLA N. 1**

| Cos-fi | Sen-fi | Gradi di sfasamento |
|---|---|---|
| 0,70 | 0,71 | 45,57 |
| 0,71 | 0,70 | 44,77 |
| 0,72 | 0,69 | 43,95 |
| 0,73 | 0,68 | 43,11 |
| 0,74 | 0,67 | 42,27 |
| 0,75 | 0,66 | 41,41 |
| 0,76 | 0,65 | 40,54 |
| 0,77 | 0,64 | 39,65 |
| 0,78 | 0,63 | 38,74 |
| 0,79 | 0,61 | 37,81 |
| 0,80 | 0,60 | 36,87 |
| 0,81 | 0,59 | 35,90 |
| 0,82 | 0,57 | 34,92 |
| 0,83 | 0,56 | 33,90 |
| 0,84 | 0,54 | 32,86 |
| 0,85 | 0,53 | 31,79 |
| 0,86 | 0,51 | 30,61 |
| 0,87 | 0,49 | 29,57 |
| 0,88 | 0,47 | 28,36 |
| 0,89 | 0,46 | 27,13 |
| 0,90 | 0,44 | 25,84 |
| 0,91 | 0,41 | 24,49 |
| 0,92 | 0,39 | 23,07 |
| 0,93 | 0,37 | 21,57 |
| 0,94 | 0,34 | 19,95 |
| 0,95 | 0,31 | 18,19 |
| 0,96 | 0,28 | 16,26 |
| 0,97 | 0,24 | 14,07 |
| 0,98 | 0,20 | 11,48 |
| 0,99 | 0,14 | 8,11 |
| 1,0 | 0,00 | 0,00 |



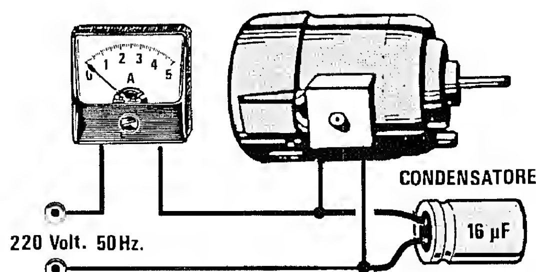
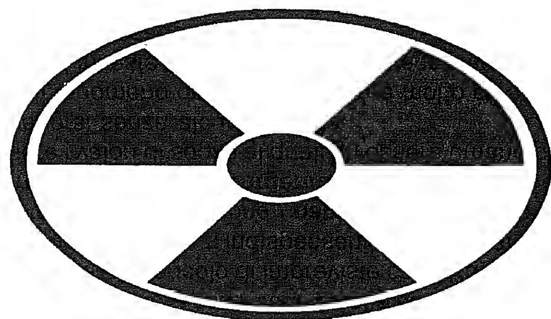



**Fig.1 Per rifasare un motore elettrico occorre applicare in parallelo ai due morsetti di alimentazione un condensatore la cui capacità potrà essere calcolata con le formule riportate nell'articolo. Questi condensatori di rifasamento sono reperibili nei negozi che vendono materiale elettrico.**



# RADIAZIONI NUCLEARI E LORO UNITÀ DI MISURA



Quando nelle Centrali Nucleari si verificano incidenti di dimensioni tali da provocare fughe di materia radioattiva nell'atmosfera, le Autorità competenti si preoccupano unicamente di avvertire i cittadini, tramite i giornali e i mezzi radiotelevisivi, di avere la precauzione di astenersi dal mangiare verdure e dal bere latte fresco senza spiegare i reali motivi di questi "divieti". Stiamo allora tutti molto attenti ad evitare questi alimenti, ma poi alcuni di noi continuano, per disinformazione, a mangiare i loro derivati.

Può quindi succedere che ci cibiamo di **yogurt - burro - formaggi - gelati**, cioè prodotti confezionati con **latte radioattivo**, oppure che gustiamo **biscotti - pane - pasta** e quindi prodotti composti con farina ottenuta da **grano radioattivo** o, senza pensarci, mangiamo la carne di animali **erbivori**, come **conigli-capre-mucche ecc.**, che si sono a loro volta nutriti di **erba radioattiva**.

Purtroppo sono ancora pochi i **Comuni** e le **USL** che dispongono di precisi ed affidabili strumenti di misura ( **Contatori Geiger** ) e troppo spesso i dati sulla radioattività che vengono diffusi dai mezzi di informazione non possono essere considerati attendibili, perchè forniti da Centri che hanno compiuto le misure su poche e ristrette zone.

Il **pulviscolo radioattivo** si deposita infatti sul suolo in maniera non uniforme e non sempre nelle zone prese a campione per i prelievi.

Esistono zone dove la concentrazione di materiale radioattivo è maggiore a causa degli agenti atmosferici quali il vento o la pioggia, che alterano notevolmente l'accumulo di materia radioattiva sul terreno e nell'atmosfera.

Tanto per cercare di comprendere la reale incidenza di queste variazioni, richiamiamo alla mente i dati di radioattività che la televisione italiana forniva a pochi giorni dal disastro nucleare verificatosi nella Centrale Nucleare russa di Chernobyl.

La radioattività presente in un 1 Kg. di verdura si aggirava sui valori di :

**90 nanoCurie al Nord**
**50 nanoCurie al Centro**
**10 nanoCurie al Sud**

Controllando dei campioni di **insalata** a foglia larga raccolti nei giorni 7 e 8 maggio 1986 in un raggio di **50 Km da Bologna**, furono riscontrati questi differenti valori :

**110 - 57 - 94 - 82 - 65 - 98 nanoCurie**

Questo piccolo esempio ci fa già capire come i valori della **radioattività**, per essere precisi, dovrebbero essere effettuati da ogni Comune o USL con un **Contatore di Geiger** su tutte le verdure - carni - latticini che giungono sui mercati della città.

Poichè questo si verifica molto raramente e comunque in maniera per forza di cose imprecisa, la soluzione ideale rimane quella di possedere un personale **Contatore Geiger** col quale eseguire le misurazioni.

Infatti le centrali **nucleari** continueranno ad esistere e a essere costruite e poichè con esse si moltiplicherà il pericolo di impreviste catastrofi, diventa importante, anzi indispensabile per la nostra salute, sapere cosa sono i **nanoCurie**, i **milliRem**, i **milliRad** e i **milliRoentgen/ora** e quali possono essere i valori di soglia ai quali un essere umano può esporsi senza alcun pericolo.

Il fenomeno della radioattività è molto complesso ed investe per interesse e per necessità diversi campi del sapere umano.

Per questo motivo fin dalla sua scoperta si è posto il problema di come **misurare** i suoi valori defi-

nendo delle unità di misura che purtroppo sono ancora in pochi a conoscere.

Non c'è quindi da meravigliarsi se leggiamo sui quotidiani o ascoltiamo dalla TV di inquinamenti radioattivi indicati in **milliRem** mentre si tratta di **nanoCurie** oppure di valori in **nanoCurie** mentre bisogna parlare di **milliRoentgen/ora.**

In pratica è come se qualcuno, inesperto di **misure elettriche**, volesse sostenere che il valore di una **resistenza** è sceso da **100 millihenry** a **90 millihenry**, oppure che la tensione di rete è scesa da **220 picofarad** a **210 picofarad**.

Per poter capire meglio la differenza che esiste tra una misura e l'altra possiamo paragonare la **radioattivita'** ad un **pulviscolo** invisibile - insapore - inodore, ma molto **velenoso.**

Esistono misure che ci indicano la **quantità** di pulviscolo radioattivo presente nell'atmosfera, altre che ci indicano quanto materiale radioattivo si è **depositato** sul terreno o sui prodotti alimentari, altre ancora che ci indicano la quantità di radiazioni che il nostro corpo ha **assorbito** respirando o mangiando cibi radioattivi, e per ognuna di queste misure esiste una precisa e caratteristica unità di misura.

Un "avvelenamento", come lo abbiamo impropriamente definito per rendere l'argomento più comprensibile, si può verificare solo se **respiriamo** aria altamente **radioattiva** oppure se mangiamo carne - verdure - frutta - formaggi o se beviamo latte proveniente da zone nelle quali questo "pulviscolo" si è depositato in notevole quantità.

Gli effetti di questo **veleno** radioattivo non sono istantanei, ma si manifestano a distanza di mesi e anche di anni e per questo motivo non è possibile valutare in anticipo e con precisione gli esiti concreti di una esposizione alle radiazioni.

Dopo pochi mesi si possono notare la perdita di **capelli**, la presenza di **cataratte**, si può soffrire di disfunzioni alla **tiroide** oppure si possono verificare delle **anemie**, un calo delle difese **immunitarie** e anche notare delle malformazioni nei **feti**.

A distanza di anni possono insorgere **tumori** alla tiroide, al fegato, ai reni, **emorragie** interne, **leucemie** ecc., malattie tutte che possono provocare la morte. Le unità di misura che vengono utilizzate per indicare la radioattività sono :

## nanoCurie

I **nanoCurie** vengono utilizzati per misurare il numero di particelle radioattive presenti in :

**1 metro cubo di aria**
**1 metro quadro di terreno**
**1 Kg di vegetali o carni**
**1 litro di latte o liquidi**

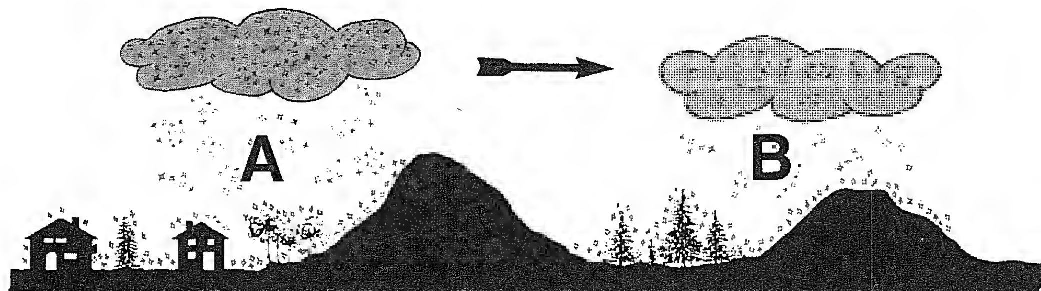
Prendendo come paragone il **pulviscolo**, i **nanoCurie** ci indicano la quantità di radiazioni presente nell'aria o depositata nei cibi e nel terreno.

Le dosi di **attenzione** e di **pericolo** sono state così prefissate :

| | SOGLIA di ATTENZIONE | SOGLIA di PERICOLO |
|---|---|---|
| 1 m/cubo Aria | 3 | 35 nanoCurie |
| 1 Kg. Vegetali | 60 | 150 nanoCurie |
| 1 Kg. Carni | 40 | 150 nanoCurie |
| 1 Litro Latte | 15 | 150 nanoCurie |
| 1 m/quadro Terra | 700 | 2.000 nanoCurie |

È stato stabilito in via **teorica** che un essere umano può **assorbire** un **massimo** di **500-550 nanoCurie** al mese.

Le misure in **nanoCurie** si possono eseguire solo in laboratorio con uno strumento chiamato **Analizzatore Multicanale.**




**Se una nuvola carica di pulviscolo radioattivo lascia cadere sulla zona A una notevole quantità di acqua, al suolo si avrà un'elevata concentrazione di radioattività. Se la stessa nuvola, ormai priva del pulviscolo che ha scaricato sulla zona A, si sposta nella zona B, anche in caso di pioggia prolungata renderà meno radioattivo il sottostante terreno.**

## milliRoentgen/ora

Il **milliRoentgen** viene utilizzato per contare il numero di particelle radioattive che ci possono colpire in **1 ora** di esposizione. Prendendo sempre come paragone il **pulviscolo**, il **milliRoentgen** ci indica quanti **granelli di polvere** cadono dall'atmosfera, quanti se ne sono depositati su ortaggi o frutta, o quanti ne sono presenti nel latte o nelle carni di animali che si sono cibati di erba **radioattiva**.

I **milliRoentgen/ora** vengono misurati utilizzando il conosciutissimo **Contatore di Geiger**.

Tenendo questo strumento ad un metro da terra si possono contare i radioisotopi che cadono dall'atmosfera.

Avvicinando il **Contatore Geiger** a verdure - bevande - terreni, si riescono a misurare i radioisotopi che hanno assorbito, perchè ognuno di questi risultando attivo **irradia** energia .

Facciamo presente che sulla Terra cade continuamente della radioattività **naturale** ( pulviscolo radioattivo **cosmico** ) che non supera mai il valore di **0,03 milliRoentgen/ora**.

La dose che può ricevere un essere umano senza correre seri rischi per la propria vita è di circa **0,07 - 0,08 milliRoentgen/ora**.

## milliRem/ora

I **milliRem** ( Roentgen Equivalent Man ), a differenza dei **nanoCurie**, vengono utilizzati per misurare la quantità di **radiazioni** emesse da un essere umano che ha involontariamente mangiato cibi radioattivi o che è venuto a contatto con materia radioattiva.

Per effettuare queste misure è necessario collocare l'uomo all'interno di una camera con pareti schermate a piombo, dopodichè è possibile misurare la **radioattività** emessa dal suo corpo.

**I milliRem/ora** vengono spesso utilizzati per indicare la quantità di radioattività presente su ortaggi, carni e latte.

È possibile effettuare questa misura anche con **il Contatore di Geiger**, tenendo presente che per convertire i **milliRoentgen/ora** in **milliRem/ora** occorre moltiplicare il valore per il numero fisso **0,877**.

## milliRad/ora

I **milliRad** ( Radiation Absorbed Dose ), a differenza dei **milliRem**, vengono utilizzati per stabilire quanta **radioattività** è stata assorbita da tutto ciò che risulta materia **inorganica**, come ad esempio terreni, muri, oggetti ecc.

È possibile effettuare questa misura anche con un **Contatore Geiger**, in quanto i **milliRad/ora** sono equivalenti ai **milliRoentgen/ora**.

## microGray/ora

I **microGray/ora**, indicati con la sigla **$\mu$Gy/h**, sono una nuova unità di misura che dovrebbe essere adottata in sostituzione dei **milliRoentgen/ora.**

Per convertire i **milliRoentgen/ora** in **microGray/ora** si moltiplica il valore per il numero fisso **8,69**.

In via **teorica** è stato stabilito che la dose **massima** di **microGray/ora** che può colpire un essere umano senza danneggiarlo è di circa **0,6 - 0,7.**

La misura dei **microGray/ora** si può effettuare con un normale **Contatore Geiger**.

## Becquerel

Questa nuova unità di misura dovrebbe sostituire i **nanoCurie.**

Il **Becquerel** viene utilizzato per misurare la quantità di particelle radioattive presenti in :

**1 metro cubo di aria**
**1 metro quadro di terreno**
**1 Kg di vegetali o carni**
**1 litro di latte o liquidi**

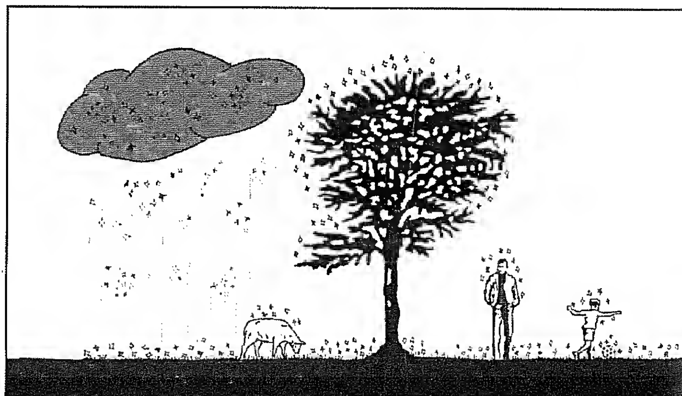
Per convertire i **Becquerel** in **nanoCurie** occorre dividere il valore per il numero fisso **37.**

Le dosi di **pericolo** e di **soglia** espresse in **Becquerel** sono state così prefissate :

| | SOGLIA di ATTENZIONE | SOGLIA di PERICOLO |
|---|---|---|
| 1 m/cubo Aria | 110 | 1.290 Becquerel |
| 1 Kg. Vegetali | 2.200 | 5.550 Becquerel |
| 1 Kg. Carni | 1.480 | 5.550 Becquerel |
| 1 Litro Latte | 550 | 5.550 Becquerel |
| 1 m/quadro Terra | 25.000 | 74.000 Becquerel |

Un essere umano può accumulare in via **teorica** un **massimo** di **18.000-20.000 Becquerel** in un mese.

Le misure in **Becquerel** si possono eseguire solo in laboratorio con uno strumento chiamato **Analizzatore Multicanale.**



## TABELLE DI COMPARAZIONE

| Becquerel | nanoCurie |
|---|---|
| 10 | 0,27 |
| 15 | 0,40 |
| 20 | 0,54 |
| 25 | 0,67 |
| 30 | 0,81 |
| 35 | 0,95 |
| 40 | 1,08 |
| 45 | 1,22 |
| 50 | 1,35 |
| 55 | 1,48 |
| 60 | 1,62 |
| 70 | 1,89 |
| 80 | 2,16 |
| 90 | 2,43 |
| 100 | 2,70 |
| 150 | 4,05 |
| 200 | 5,40 |
| 250 | 6,76 |
| 300 | 8,10 |
| 350 | 9,46 |
| 400 | 10,81 |
| 450 | 12,16 |
| 500 | 13,52 |
| 600 | 16,21 |
| 700 | 18,92 |
| 800 | 21,62 |
| 900 | 24,32 |
| 1.000 | 27,03 |
| 1.100 | 29,73 |
| 1.200 | 32,43 |
| 1.300 | 35,13 |
| 1.400 | 37,84 |
| 1.500 | 40,54 |
| 1.600 | 43,24 |
| 1.700 | 45,95 |
| 1.800 | 48,65 |
| 1.900 | 51,35 |
| 2.000 | 54,05 |
| 2.500 | 67,57 |
| 3.000 | 81,08 |
| 3.500 | 94,59 |
| 4.000 | 108,10 |

| milliRoent/h | milliRad/h | milliRem/h | $\mu$ (Gray/h) |
|---|---|---|---|
| 0,015 | 0,015 | 0,013 | 0,13 |
| 0,02 | 0,02 | 0,017 | 0,17 |
| 0,025 | 0,025 | 0,022 | 0,22 |
| 0,03 | 0,03 | 0,026 | 0,26 |
| 0,035 | 0,035 | 0,030 | 0,30 |
| 0,04 | 0,04 | 0,035 | 0,35 |
| 0,045 | 0,045 | 0,039 | 0,39 |
| 0,05 | 0,05 | 0,043 | 0,44 |
| 0,055 | 0,055 | 0,048 | 0,48 |
| 0,06 | 0,06 | 0,052 | 0,52 |
| 0,065 | 0,065 | 0,057 | 0,57 |
| 0,07 | 0,07 | 0,060 | 0,61 |
| 0,075 | 0,075 | 0,065 | 0,65 |
| 0,08 | 0,08 | 0,070 | 0,70 |
| 0,085 | 0,085 | 0,075 | 0,74 |
| 0,09 | 0,09 | 0,079 | 0,78 |
| 0,095 | 0,095 | 0,083 | 0,83 |
| 0,1 | 0,1 | 0,088 | 0,87 |
| 0,11 | 0,11 | 0,096 | 0,96 |
| 0,12 | 0,12 | 0,105 | 1,04 |
| 0,13 | 0,13 | 0,114 | 1,13 |
| 0,14 | 0,14 | 0,123 | 1,22 |
| 0,15 | 0,15 | 0,132 | 1,30 |
| 0,16 | 0,16 | 0,140 | 1,39 |
| 0,17 | 0,17 | 0,149 | 1,48 |
| 0,18 | 0,18 | 0,158 | 1,56 |
| 0,19 | 0,19 | 0,166 | 1,65 |
| 0,2 | 0,2 | 0,175 | 1,74 |
| 0,21 | 0,21 | 0,184 | 1,83 |
| 0,22 | 0,22 | 0,193 | 1,91 |
| 0,23 | 0,23 | 0,202 | 2,00 |
| 0,24 | 0,24 | 0,210 | 2,08 |
| 0,25 | 0,25 | 0,219 | 2,17 |
| 0,26 | 0,26 | 0,228 | 2,26 |
| 0,27 | 0,27 | 0,237 | 2,35 |
| 0,28 | 0,28 | 0,246 | 2,43 |
| 0,29 | 0,29 | 0,254 | 2,52 |
| 0,3 | 0,3 | 0,263 | 2,61 |
| 0,35 | 0,35 | 0,307 | 3,04 |
| 0,4 | 0,4 | 0,350 | 3,48 |
| 0,45 | 0,45 | 0,395 | 3,91 |
| 0,5 | 0,5 | 0,438 | 4,35 |
| 0,55 | 0,55 | 0,482 | 4,78 |
| 0,6 | 0,6 | 0,526 | 5,21 |
| 0,7 | 0,7 | 0,614 | 6,08 |
| 0,8 | 0,8 | 0,702 | 6,95 |
| 0,9 | 0,9 | 0,789 | 7,82 |
| 1 | 1 | 0,877 | 8,69 |
| 1,5 | 1,5 | 1,316 | 13,03 |
| 2 | 2 | 1,754 | 17,38 |
| 2,5 | 2,5 | 2,193 | 21,73 |
| 3 | 3 | 2,631 | 26,07 |
| 4 | 4 | 3,508 | 34,80 |
| 5 | 5 | 4,385 | 43,50 |
| 10 | 10 | 8,771 | 87,00 |
| 20 | 20 | 17,542 | 174,00 |

Fig.2. Il pulviscolo radioattivo che cadrà al suolo per la pioggia, renderà radioattivi foraggio e verdure. Gli animali erbivori cibandosene, accumuleranno nel loro organismo molti radioisotopi che ritroveremo poi nelle carni, nel latte e nei suoi derivati. Se ingeriremo questi cibi, accumuleremo nel nostro corpo materia radioattiva.

## ESPOSIZIONE E TEMPI

È doveroso puntualizzare che la dose di radioattività che un essere umano può accettare è subordinata a due fattori: il **tempo** e la **quantità**.

Dosi **minime** possono essere assorbite anche per **lunghi periodi** senza arrecare seri danni, mentre dosi **elevate** assimilate anche solo per **brevi periodi** possono causare la morte.

Per farvi meglio capire questo concetto, prenderemo come esempio **l'alcool**.

Se entriamo in una cantina e respiriamo per molti mesi le esalazioni sprigionate dall'alcool, difficilmente ci **ubriacheremo**.

Non riusciremmo a ubriacarci nemmeno se bevessimo uno o due bicchieri di vino nell'arco di una giornata. Ma se vuotassimo tutto d'un fiato una bottiglia di vino, gli effetti dell'**alcool** risulterebbero subito evidenti.

Se invece del vino bevessimo un bicchiere di **superalcolico**, subito ci ubriacheremmo, mentre questo non accadrebbe se svuotassimo il contenuto del bicchiere in una settimana.

Detto questo possiamo affermare che se un **Contatore Geiger** ci indica una radioattività di **0,07 - 0,08 milliRoentgen/ora** presente nell'atmosfera, potremo respirare per oltre **1 mese** quest'aria senza problemi, perchè al massimo accumuleremmo nel corpo **1 nanoCurie**.

Il problema si complica se, oltre a essere esposti a quest'aria radioattiva, ingeriamo cibi o liquidi **radioattivi**, perchè la loro percentuale di radioattività si somma a quella respirata.

Se nello stesso giorno ingeriamo **25 nanoCurie** mangiando verdure radioattive, poi altri **40 nanoCurie** mangiando formaggi e carne radioattiva, nel nostro corpo si accumulerebbero **25 + 40 + 1 = 66 nanoCurie**.

Sapendo che non possiamo raggiungere in un mese una radioattività superiore a **500-550 nanoCurie**, potremmo mangiare questi cibi inquinati soltanto per :

**550 : 66 = 8 giorni circa**

dopodichè supereremmo il valore della **soglia di attenzione**.

Se eviteremo di cibarci di carne e verdure radioattive, accumuleremmo nel corpo solo la **radioattività** atmosferica e quindi potremmo **respirare** l'aria per **550 giorni** ( pari a 18 mesi ) senza mai raggiungere i livelli della **soglia di attenzione**.

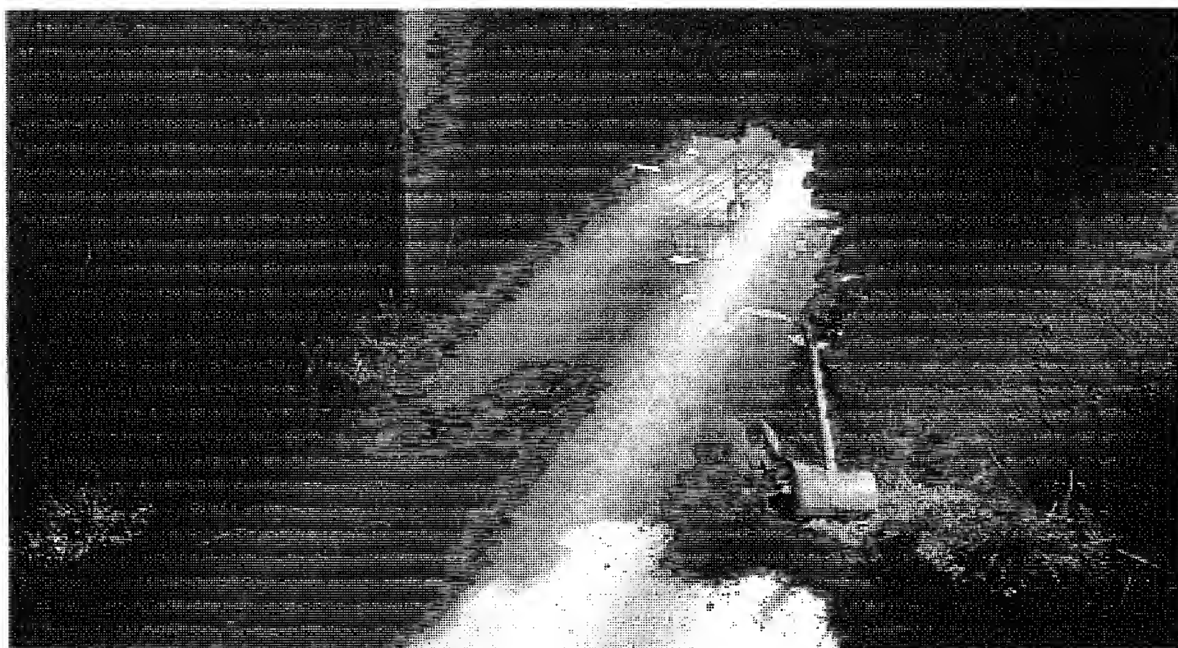
Ovviamente dopo pochi **mesi** la radioattività nell'atmosfera dovrebbe scendere velocemente sotto i **livelli di soglia** per effetto del vento e della pioggia, limitando quindi il pericolo.

Occorrerà invece controllare la **radioattività** su carni - latte - formaggi - yogurt, perchè gli erbivori che si sono cibati di erba **radioattiva** continueranno a fornire, anche a distanza di mesi, prodotti **radioattivi**.

Lo stesso dicasi per il **grano** raccolto su terreni radioattivi, che una volta macinato potrebbe fornirci **farina - pane - biscotti radioattivi**.

Anche le **marmellate** ed il **miele** possono risultare a distanza di mesi altamente radioattive.

Questo discorso è valido anche per tutti gli **ortaggi congelati** e **inscatolati**, che sono stati raccolti su terreni radioattivi.



**VALORI DI RADIOATTIVITÀ 0,01 - 0,02 milliRoentgen/ora 0,009 - 0,017 milliRem/ora**

Valori di radioattività naturale che riceviamo dal cosmo, dalle rocce o dai terreni radioattivi.

**VALORI DI RADIOATTIVITÀ 0,03 - 0,04 milliRoentgen/ora 0,026 - 0,035 milliRem/ora**

Valori di radioattività naturale che riceviamo dal cosmo, misurati in alta montagna.

**VALORI DI RADIOATTIVITÀ 0,04 - 0,05 milliRoentgen/ora 0,035 - 0,043 milliRem/ora**

Depositi radioattivi che possiamo rilevare nei **filtri** dei condizionatori d'aria o delle auto, in seguito alla caduta del pulviscolo radioattivo.

Questi valori di radioattività possono essere presenti anche su ortaggi - frutta - latte - formaggi e carne di animali erbivori che si sono nutriti di erba radioattiva.

Gli ortaggi e la frutta inquinati possono essere mangiati solo se lavati abbondantemente, mentre è **sconsigliabile** cibarsi di latte - formaggi - carni sui quali si riscontrino questi valori di radioattività.

**VALORI DI RADIOATTIVITÀ 0,06 - 0,07 milliRoentgen/ora 0,052 - 0,060 milliRem/ora**

Valori di radioattività da considerarsi già sufficientemente pericolosi se rilevati nei **cibi**. Questi valori se presenti nell'atmosfera non risultano ancora dannosi per l'essere umano.

**VALORI DI RADIOATTIVITÀ 0,1 - 0,2 milliRoentgen/ora 0,088 - 0,175 milliRem/ora**

Se questi valori sono presenti nell'atmosfera, abbiamo già raggiunto la **soglia di attenzione** per un essere umano. Se la radioattività non accenna a diminuire è consigliabile non rimanere nella zona che registra questi dati per più di **3 mesi**.

Se riscontriamo questi valori di radioattività nei cibi, non dovremo gettarli, ma racchiuderli in sacchetti di nailon e consegnarli all'Ufficio Sanitario Locale.

**VALORI DI RADIOATTIVITÀ 0,5 - 0,9 milliRoentgen/ora 0,43 - 0,79 milliRem/ora**

Limite di **sicurezza** per la radioattività presente nell'atmosfera. Un essere umano non dovrebbe esporsi per più di **30 giorni** a questi livelli di radioattività.

**VALORI DI RADIOATTIVITÀ 1,0 - 1,5 milliRoentgen/ora 0,88 - 1,32 milliRem/ora**

Livelli di radioattività da ritenersi pericolosi, se un essere umano vi rimane esposto per molti giorni.

**VALORI DI RADIOATTIVITÀ 2,0 - 3,0 milliRoentgen/ora 1,75 - 2,63 milliRem/ora**

Dose **pericolosa** che non si può assorbire **24 ore su 24** senza rimanere seriamente danneggiati. Chi rimane esposto molti giorni a questi livelli di radioattività può essere soggetto a malattie gravi, quali **anemie**, disfunzioni **tiroidali** e inoltre possono insorgere nel suo organismo dei **tumori**.

**VALORI DI RADIOATTIVITÀ 9,0 - 10 milliRoentgen/ora 7,9 - 8,8 milliRem/ora**

Dosi che possono provocare seri danni su qualsiasi essere umano. Inizialmente si assiste ad una riduzione dei **globuli rossi** e ad un calo delle difese **immunitarie**, poi si manifestano continue **nausee** e la caduta dei **capelli**.

**VALORI DI RADIOATTIVITÀ 20 - 50 milliRoentgen/ora 17 - 44 milliRem/ora**

Dose molto **pericolosa** che provoca seri danni ad un essere umano, nel quale si manifestano l'immediata **caduta dei capelli**, **tumori** alle ossa, **sterilità - anemie acute - emorragie** interne.

**VALORI DI RADIOATTIVITÀ 80 - 100 milliRoentgen/ora 70 - 88 milliRem/ora**

Dose che, nel 50% dei casi, provoca la morte a chi rimane esposto alle radiazioni per più di **30 giorni**. Non si può stabilire ancora quanto tempo possono vivere coloro che riescono a superare questo periodo.

# TABELLA dei PESI SPECIFICI

| Sostanze solide | Peso specifico Kg/dm³ |
|---|---|
| Alluminio | 2,7 |
| Antimonio | 6,6 |
| Argento | 10,4 |
| Argilla | 2,1 |
| Arsenico | 7,7 |
| Bismuto | 9,8 |
| Calcio | 1,5 |
| Calcite | 2,4 |
| Calcopirite | 5,6 |
| Caolino | 2,2 |
| Carta | 0,9 |
| Cobalto | 8,8 |
| Ebanite | 1,1 |
| Ferro | 7,8 |
| Fosforo giallo | 7,4 |
| Fosforo rosso | 2,3 |
| Gesso | 0,9 |
| Ghiaccio | 0,9 |
| Gomma | 2,4 |
| Grafite | 1,8 |
| Granito | 2,2 |
| Iodio | 4,9 |
| Legno | 1,0 |
| Magnetite | 5,0 |
| Manganese | 7,3 |
| Marmo | 2,7 |
| Molibdeno | 10,2 |
| Nichelio | 8,8 |
| Oro | 19,2 |
| Piombo | 11,3 |
| Platino | 21,4 |
| Potassio | 0,8 |
| Rame | 8,9 |
| Silicio | 2,3 |
| Sodio | 0,9 |
| Stagno | 7,2 |
| Sughero | 0,2 |
| Talco | 2,7 |
| Titanio | 4,8 |
| Uranio | 18,7 |
| Vetro | 2,5 |
| Zinco | 7,1 |
| Zolfo | 2,0 |
| Zucchero | 1,6 |

| Sostanze liquide | Peso specifico Kg/dm³ |
|---|---|
| Acqua | 0,9 |
| Alcool | 0,7 |
| Benzina | 0,6 |
| Benzolo | 0,8 |
| Bromo | 3,1 |
| Cloruro di etile | 0,9 |
| Fenolo | 1,0 |
| Glicerina | 1,2 |
| Mercurio | 13,5 |
| Nafta | 0,7 |
| Olii vegetali | 0,9 |
| Petrolio illuminante | 0,8 |

| Gas e vapori | Peso specifico Kg./metri cubi |
|---|---|
| Acetilene | 1,179 |
| Acido cloridrico | 1,639 |
| Acido solfidrico | 1,539 |
| Ammoniaca | 0,771 |
| Anidride carbonica | 1,977 |
| Anidride solforosa | 2,927 |
| Aria secca | 1,293 |
| Azoto | 1,250 |
| Idrogeno | 0,089 |
| Cloro | 3,214 |
| Elio | 0,178 |
| Metano | 0,717 |
| Neon | 0,900 |
| Ossigeno | 1,429 |

# TABELLA dei PESI ATOMICI

| Denominazione | | Numero atomico |
|---|---|---|
| Afnio | Hf | 72 |
| Alluminio | Al | 13 |
| Americio | Am | 95 |
| Antimonio | Sb | 51 |
| Argento | Ag | 47 |
| Argon | Ar | 18 |
| Arsenico | As | 33 |
| Astato | At | 85 |
| Attinio | Ac | 89 |
| Azoto | N | 7 |
| Bario | Ba | 56 |
| Berillio | Be | 4 |
| Berkelio | Bk | 97 |
| Bismuto | Bi | 83 |
| Boro | B | 5 |
| Bromo | Br | 35 |
| Cadmio | Cd | 48 |
| Calcio | Ca | 20 |
| Californio | Cf | 98 |
| Carbonio | C | 6 |
| Cerio | Ce | 58 |
| Cesio | Cs | 55 |
| Cloro | Cl | 17 |
| Cobalto | Co | 27 |
| Cripto | Kr | 36 |
| Cromo | Cr | 24 |
| Curio | Cm | 96 |
| Disprosio | Dy | 66 |
| Einstenio | Es | 99 |
| Elio | He | 2 |
| Erbio | Er | 68 |
| Europio | Eu | 63 |
| Fermio | Fm | 100 |
| Ferro | Fe | 26 |
| Fluoro | F | 9 |
| Fosforo | P | 15 |
| Francio | Fr | 87 |
| Gadolinio | Gd | 64 |
| Gallio | Ga | 31 |
| Germanio | Ge | 32 |
| Hanio | Ha | 105 |
| Idrogeno | H | 1 |
| Indio | In | 49 |
| Iodio | I | 53 |
| Iridio | Ir | 77 |
| Itterbio | Yb | 70 |
| Ittrio | Y | 39 |
| Kripton | Kr | 36 |
| Kurciatovo | Ku | 104 |
| Lantanio | La | 57 |
| Laurencio | Lr | 103 |
| Litio | Li | 3 |
| Lutezio | Lu | 71 |

| Denominazione | | Numero atomico |
|---|---|---|
| Magnesio | Mg | 12 |
| Manganese | Mn | 25 |
| Mendelevio | Md | 101 |
| Mercurio | Hg | 80 |
| Molibdeno | Mo | 42 |
| Neodimio | Nd | 60 |
| Neon | Ne | 10 |
| Nettunio | Np | 93 |
| Nichel | Ni | 28 |
| Niobio | Nb | 41 |
| Nobelio | No | 102 |
| Olmio | Ho | 67 |
| Oro | Au | 79 |
| Osmio | Os | 76 |
| Ossigeno | O | 8 |
| Palladio | Pd | 46 |
| Piombo | Pb | 82 |
| Platino | Pt | 78 |
| Plutonio | Pu | 94 |
| Polonio | Po | 84 |
| Potassio | K | 19 |
| Praseodimio | Pr | 59 |
| Prometeo | Pm | 61 |
| Protoattinio | Pa | 91 |
| Radio | Ra | 88 |
| Radon | Rn | 86 |
| Rame | Cu | 29 |
| Renio | Re | 75 |
| Rodio | Rh | 45 |
| Rubidio | Rb | 37 |
| Rutenio | Ru | 44 |
| Samario | Sm | 62 |
| Scandio | Sc | 21 |
| Selenio | Se | 34 |
| Silicio | Si | 14 |
| Sodio | Na | 11 |
| Stagno | Sn | 50 |
| Stronzio | Sr | 38 |
| Tallio | Tl | 81 |
| Tantalio | Ta | 73 |
| Tecnezio | Tc | 43 |
| Tellurio | Te | 52 |
| Terbio | Tb | 65 |
| Titanio | Ti | 22 |
| Torio | Th | 90 |
| Tulio | Tm | 69 |
| Tungsteno | W | 74 |
| Uranio | U | 92 |
| Vanadio | V | 23 |
| Xeno | Xe | 54 |
| Zinco | Zn | 30 |
| Zirconio | Zr | 40 |
| Zolfo | S | 16 |

# TERREMOTI e INTENSITÀ ONDE SISMICHE

Esistono due **scale** per indicare l'intensità di un terremoto, quella dell'italiano **Mercalli** e quella dello statunitense **Richter**.

La scala Mercalli non è molto affidabile, perchè indica l'intensità di un terremoto in rapporto agli **effetti** osservabili sul luogo in cui questo si è verificato, per cui se il sisma si manifesta in un oceano o in un deserto, dove non possono crollare case nè possono esserci delle vittime, non è possibile quantificarne l'intensità.

## CONOSCERE I TERMINI

I termini più usati in campo sismologico possono essere così riassunti:

**Faglia:** enormi strati di roccia della litosfera in continuo movimento.

**Sismogramma:** registrazione su carta delle vibrazioni della Terra causate da un terremoto o da un microsisma.

**Microsisma:** microterremoto registrabile solo con sensibili sismografi.

**Onde sismiche:** onde provocate da un terremoto. Queste onde sono di tre tipi **P - S - L**.

**Ipocentro:** è il punto in cui nella litosfera, cioè nell'involucro roccioso che costituisce la parte esterna della Terra, si verifica il terremoto causato dallo slittamento o dalla improvvisa rottura di una faglia.

**Epicentro:** è il punto sulla superficie terrestre che si trova esattamente sulla **verticale** dell'ipocentro.

**Area Epicentrale:** è quell'area più o meno ampia attorno all'epicentro, anch'essa interessata e sconvolta dal sisma.

**Terremoto superficiale:** è un terremoto il cui ipocentro si trova ad una profondità minore di 30 Km.

**Terremoto intermedio:** è un terremoto il cui ipocentro si trova ad una profondità maggiore di 30 Km e minore di 300 Km.

**Terremoto profondo:** è un terremoto il cui ipocentro si trova ad una profondità compresa tra 300 - 700 Km. Non si è mai verificato un terremoto a profondità superiori ai 700 Km.

A proposito della profondità, se il terremoto è **superficiale** l'area epicentrale risulta molto ridotta, se invece risulta **intermedio** o **profondo** l'area epicentrale risulta molto più ampia.

## LE ONDE SISMICHE

Quando si verifica un terremoto, dall'**ipocentro** partono **3 tipi di onde** così denominate:

**ONDE P:** onde di pressione molto **veloci**, che dall'ipocentro si propagano in tutte le direzioni verso la crosta terrestre. La definizione **P** secondo alcuni deriva dalla parola **pressione**, secondo altri dalla parola **primaria**, poichè grazie alla loro velocità arrivano per **prime** al sismografo.

**ONDE S:** onde di stiramento, più lente delle onde **P** di circa il 50%. La definizione **S** per alcuni deriva dalla parola **stiramento**, per altri dalla parola **secondaria**, perchè arrivano al sismografo dopo le onde P.

**ONDE L:** onde superficiali che, viaggiando sulla superficie della terra risultano ancora più lente delle onde P ed S. La definizione **L** deriva dalla parola latina **longae**, cioè **lunghe**, perchè risultando di frequenza molto bassa, tracciano sul sismografo delle sinusoidi più larghe.

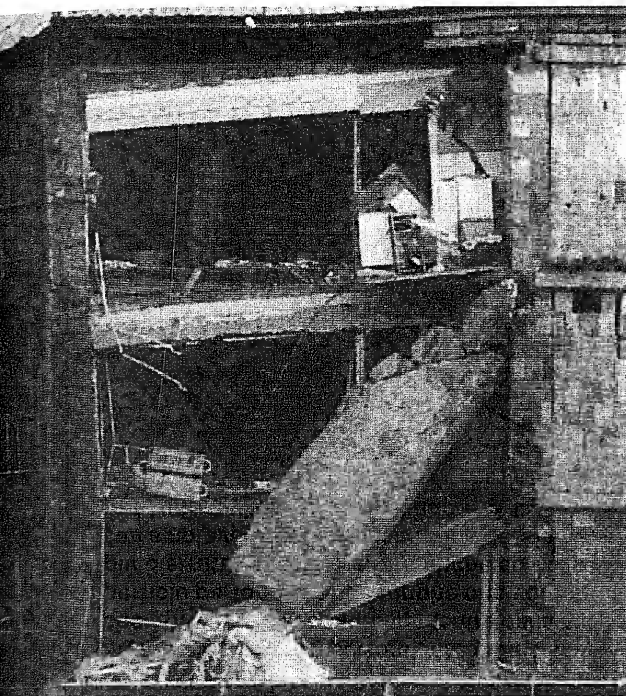
Le **onde P** si riconoscono facilmente su un sismografo perchè, essendo caratterizzate da una frequenza di oscillazione molto elevata, producono delle sinusoidi molto ravvicinate e di ampiezza assai limitata.

Le **onde S**, invece, presentano una frequenza che risulta circa la metà delle onde P, quindi sono leggermente più spaziate.

Le **onde L** risultano le più facili da individuare, perchè hanno una frequenza che risulta circa quattro volte inferiore alle onde P. Queste onde sono le più distruttive, perchè le loro oscillazioni fanno crollare tutte le strutture costruite dall'uomo (case, ponti, campanili, tralicci, ecc.).

Se di elevata intensità, prima di estinguersi possono fare più volte il giro della Terra e, ad ogni passaggio, il sismografo le rileverà con una frequenza sempre più bassa e con minore intensità.

**Nota** = Nella rivista n.130/131 di Nuova Elettronica è apparso il progetto di un **sismografo elettronico** che molti lettori hanno già realizzato. Questo sismografo ha rilevato tutti i terremoti che si sono verificati di recente in California, in Giappone, in India ed anche nella lontana Nuova Zelanda.



## LE ZONE SISMICHE IN ITALIA

L'intero territorio italiano è ad alto rischio sismico, perchè la **placca africana** preme su tutto il Tirreno, la Sicilia, la Calabria, schiacciando gli Appennini e spostando la nostra penisola verso la Grecia e la Jugoslavia.

Vi è poi la **placca asiatica**, che comprende l'Iran, la Turchia, l'Armenia, la Grecia, la Jugoslavia, che si sposta lentamente verso l'Italia, pertanto non c'è da stupirsi se l'intero territorio, sottoposto a queste enormi pressioni, è spesso teatro di terremoti di varia intensità.

Fortunatamente, quasi tutti gli eventi sismici italiani sono di tipo superficiale, cioè si verificano a profondità comprese tra **5-30 Km**.

Solo nel Tirreno ed in prossimità delle isole Eolie si registrano terremoti anche a **200-300 Km** di profondità.

Controlli geofisici molto accurati hanno pure accertato che il Sud-America si allontana dall'Africa mediamente di 2-3 cm. all'anno, pertanto in un lontano futuro, molti continenti si congiungeranno tra loro, altri sprofonderanno creando mari o oceani.

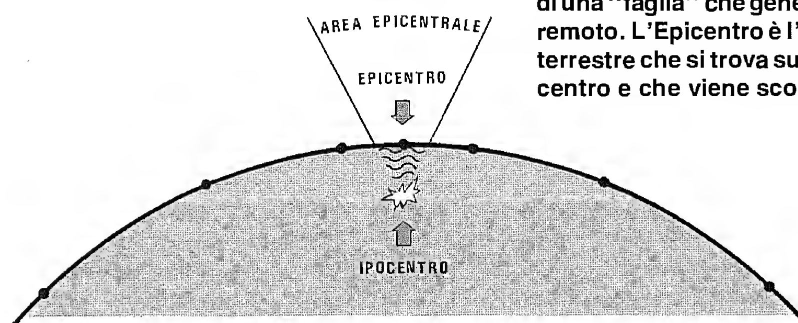



**Fig.1 L'Ipocentro è il punto in cui, sotto la crosta terrestre, si verifica l'improvvisa rottura di una "faglia" che genera in superficie il terremoto. L'Epicentro è l'area della superficie terrestre che si trova sulla verticale dell'Ipocentro e che viene sconvolta dal sisma.**

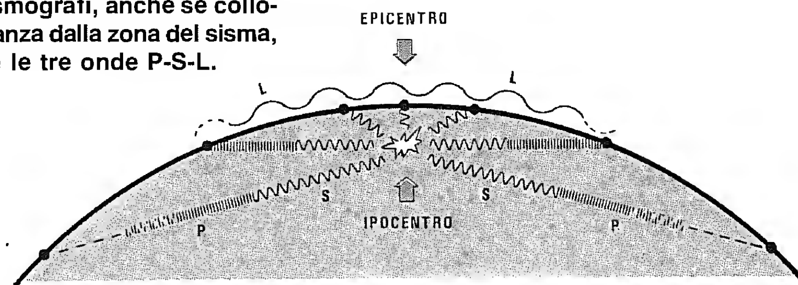



**Fig.2 Dall'Ipocentro partono le "onde sismiche" primarie e secondarie, mentre dalla superficie partono le onde lunghe che sono le più distruttive. I sismografi, anche se collocati a notevole distanza dalla zona del sisma, riescono a rilevare le tre onde P-S-L.**

**1° grado = IMPERCETTIBILE** Questa scossa, detta anche **microsismica**, viene rilevata esclusivamente dai sismografi installati nella zona in cui si manifesta.

**2° grado = MOLTO LIEVE** Scossa di assestamento che un sismografo riesce a registrare solo se installato a pochi chilometri dalla zona in cui si verifica.

**3° grado = LIEVE** Scossa avvertita solo da persone sensibilissime, in quanto le vibrazioni prodotte risultano pari a quelle di un autocarro in transito su una strada. Anche in questo caso il sismografo la rileva solo se installato nella zona.

**4° grado = MODERATA** Scossa percepita solo da alcune persone. In casa si riesce già ad udire il tintinnio dei vetri se questi non sono ben fissati al telaio delle finestre.

**5° grado = ABBASTANZA FORTE** È avvertita solo se si è in casa, perchè i lampadari possono già iniziare ad oscillare ed i piccoli oggetti a muoversi sul tavolo o negli armadi.

**6° grado = FORTE** Questa scossa è avvertita da **tutti**, perchè provoca lo spostamento di sedie e tavoli, la caduta di oggetti, fa suonare le campane più piccole nei campanili. Nelle case più vetuste si possono verificare delle crepe non preoccupanti e dai tetti possono cadere tegole e comignoli.

**7° grado = MOLTO FORTE** È una scossa che è già in grado di far oscillare letti, mobili e di far suonare anche le campane più grandi. Tale scossa provoca incrinature nelle case, con caduta di intonaci, slittamento delle tegole e conseguente caduta di comignoli. Le case di vecchia costruzione possono crollare.

**8° grado = DISTRUTTIVA** Questa scossa fa cadere anche i mobili più pesanti, provoca il piegamento e la caduta di alberi ad alto fusto. Le statue, le ciminiere, i muri di cinta dei giardini e i campanili possono crollare.

**9° grado = FORTEMENTE DISTRUTTIVA** Una scossa del **nono grado** provoca gravi danni, in quanto il 50% degli edifici crolla, così dicasi dei muri di cinta, dei pali, dei tralicci ad alta tensione.
In montagna si possono verificare delle frane, nei laghi l'acqua si agita intorbidendosi e le onde possono infrangersi sulla riva con forza.

**10° grado = ROVINOSA** Provoca la distruzione parziale o totale del 75% degli edifici. Con una intensità del **decimo grado** possono crollare ponti, dighe, e nelle strade possono apparire ondulazioni e crepe. Nel mare o nei laghi possono formarsi onde pericolose (maremoti).

**11° grado = CATASTROFICA** È una scossa che provoca enormi disastri, poichè distrugge la totalità degli edifici, apre fessure nel terreno, fa cadere ponti, alberi, fa crollare dighe. Sulle strade le auto, gli autocarri in viaggio vengono deviati fuori strada, i treni deragliano.

**12° grado = TOTALMENTE CATASTROFICA** È una scossa che distrugge tutto quanto esiste in superficie. Con tale intensità si verificano enormi trasformazioni topografiche, perchè interi strati di terreno si spostano, creando voragini molto ampie, che subito possono richiudersi. I fiumi possono essere deviati e i piccoli laghi scomparire.



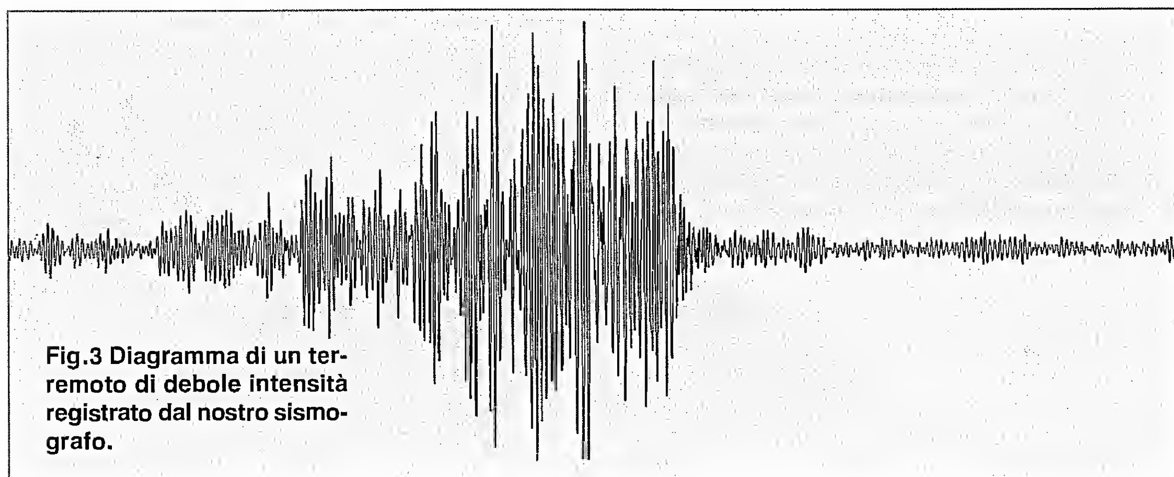


**Fig.3 Diagramma di un terremoto di debole intensità registrato dal nostro sismografo.**

## SCALA RICHTER

Dopo aver indicato come si valuta un terremoto con la scala Mercalli, possiamo ora vedere le differenze che intercorrono tra questa e la **scala Richter.**

Nel 1935 in California, lo statunitense Charles Richter decise di valutare l'intensità di un sisma in rapporto alla sua **magnitudo** e non ai danni riportati dalle cose e dalle persone.

Decise cioè di assumere come riferimento l'ampiezza del segnale registrato da un sismografo campione situato a **100 Km** di distanza, in rapporto all'energia sviluppata da una ben definita carica di tritolo.

Per ogni aumento di **10 volte** di tale ampiezza, decise di aumentare **la magnitudo** di un livello.

Vale a dire che se l'ampiezza di **1 millimetro** equivalesse a **magnitudo 1**, per affermare che un terremoto ha raggiunto una **magnitudo 2**, sarebbe necessario che l'ampiezza del segnale raggiungesse sulla carta i **10 millimetri** e, per affermare che ha raggiunto una **magnitudo 3**, che raggiungesse invece i **100 millimetri**.

Chi desiderasse avere dei termini di confronto, potrà trovare indicati in questa tabella a quanti chilogrammi, tonnellate o megatonnellate equivalgono i gradi Richter:

| magnitudo | quantità tritolo | equivalente Mercalli |
|---|---|---|
| 1,0 | 20 chilogrammi | 0° grado |
| 2,0 | 625 chilogrammi | 1° grado |
| 2,5 | 3.500 chilogrammi | 2° grado |
| 3,0 | 20 tonnellate | 3° grado |
| 3,5 | 110 tonnellate | 4° grado |
| 4,0 | 625 tonnellate | 5° grado |
| 4,5 | 3.500 tonnellate | 6° grado |
| 5,0 | 20.000 tonnellate | 7° grado |
| 5,5 | 110.000 tonnellate | 8° grado |
| 6,0 | 625.000 tonnellate | 9° grado |
| 6,5 | 3.500.000 tonnellate | 10° grado |
| 7,0 | 20.000.000 tonnellate | 11° grado |
| 7,5 | 110 megatonn. | 12° grado |
| 8,0 | 625 megatonn. | - |

**Nota:** Il paragone con la scala Mercalli, come già accennato, in pratica non si potrebbe fare, perchè quest'ultima valuta gli effetti osservabili e non la potenza energetica "esplosa" nel sottosuolo.

Nella scala Richter, anche se non li abbiamo indicati, sono compresi tutti i **decimali**, cioè **3 - 3,1 - 3,2 - 3,3 - 3,4 - 3,5 - 3,6 - 3,7 - 3,8 - 3,9 ecc.**

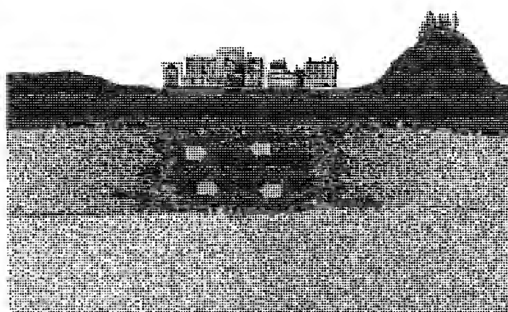


**Fig.4 Se nella litosfera due strati rocciosi in continuo movimento riescono a "slittare" lentamente uno sopra l'altro, si verificano dei "microsismi" che solo dei sensibili sismografi sono in grado di rilevare.**

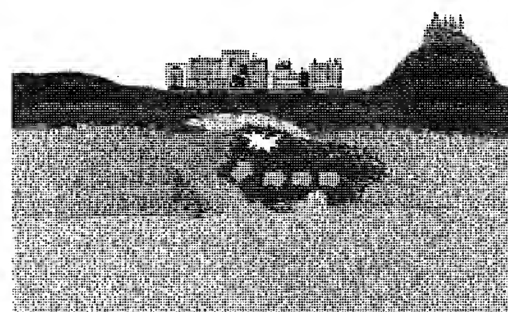


**Fig.5 Se uno strato roccioso incontra una certa resistenza, si comprime fino a quando l'ostacolo che impedisce il suo movimento improvvisamente non cede. Questo repentino cedimento determina il terremoto.**

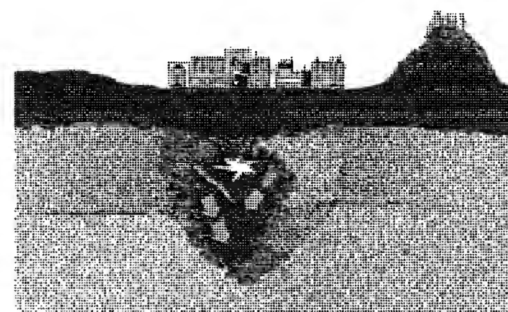
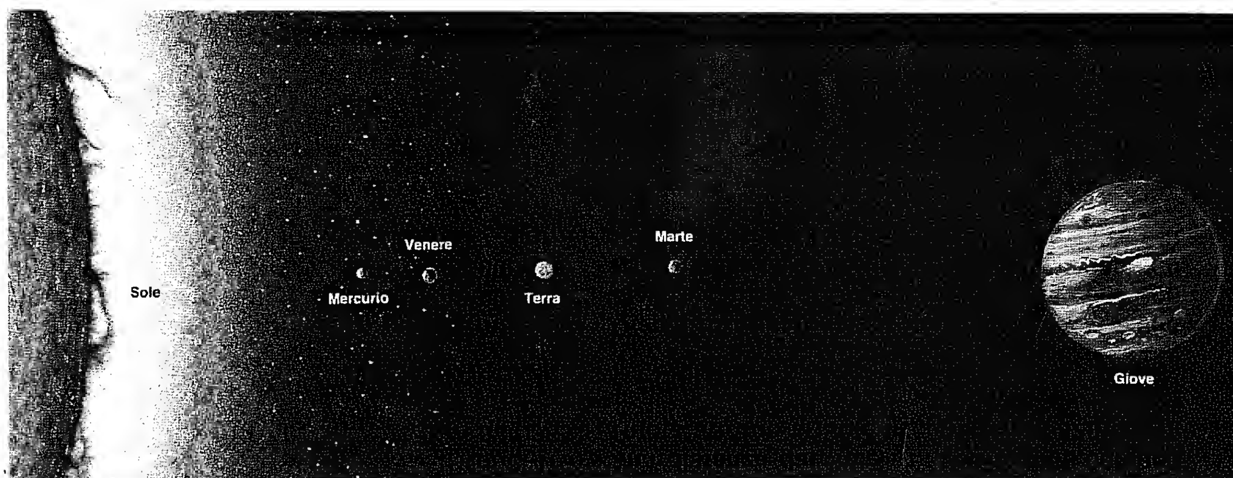


**Fig.6 I terremoti che si verificano a grande profondità fanno vibrare la crosta terrestre con effetti distruttivi. Un terremoto del 6° grado Richter equivale ad una esplosione sotterranea di 625.000 tonnellate di tritolo.**




# SISTEMA SOLARE e CIELO STELLATO BOREALE

**SOLE** Diametro Equatore .................. Km 1.400.000

**MERCURIO**

Diametro Equatore ........................ Km 4.880
Max distanza dal Sole ........... Km 69.000.000
Min distanza dal Sole ............ Km 46.000.000
Ruota attorno al Sole in ................. 88 giorni

**VENERE**

Diametro Equatore ....................... Km 12.100
Max distanza dal Sole ......... Km 108.000.000
Min distanza dal Sole .......... Km 107.000.000
Ruota attorno al Sole in ............... 225 giorni

**TERRA**

Diametro Equatore ....................... Km 12.756
Circonferenza Equatore ............... Km 40.005
Max distanza dal Sole ......... Km 152.000.000
Min distanza dal Sole .......... Km 147.000.000
Ruota attorno al Sole in ...... 365 giorni 6 ore
Distanza dalla Luna ................... Km 384.365

**LUNA**

Diametro Equatore ........................ Km 3.476
Distanza dalla Terra .................. Km 384.365

**MARTE**

Diametro Equatore ........................ Km 6.790
Max distanza dal Sole ......... Km 248.000.000
Min distanza dal Sole .......... Km 208.000.000
Ruota attorno al Sole in ............... 687 giorni

**GIOVE**

Diametro Equatore .................... Km 142.800
Max distanza dal Sole ......... Km 816.000.000
Min distanza dal Sole .......... Km 740.000.000
Ruota attorno al Sole in ... 11 anni 315 giorni

**SATURNO**

Diametro Equatore .................... Km 120.000
Max distanza dal Sole ....... Km 1.510.000.000
Min distanza dal Sole ....... Km 1.344.000.000
Ruota attorno al Sole in ... 29 anni 167 giorni

**URANO**

Diametro Equatore ....................... Km 47.100
Max distanza dal Sole ....... Km 3.006.000.000
Min distanza dal Sole ....... Km 2.735.000.000
Ruota attorno al Sole in ..... 84 anni 25 giorni

**NETTUNO**

Diametro Equatore ....................... Km 48.550
Max distanza dal Sole ....... Km 4.535.000.000
Min distanza dal Sole ....... Km 4.458.000.000
Ruota attorno al Sole in .. 164 anni 329 giorni

**PLUTONE**

Diametro Equatore ........................ Km 6.000
Max distanza dal Sole ....... Km 7.351.000.000
Min distanza dal Sole ....... Km 4.453.000.000
Ruota attorno al Sole in .. 247 anni 310 giorni













MARZO
APRILE
MAGGIO
GIUGNO
LUGLIO
AGOSTO
SETTEMBRE
OTTOBRE
NOVEMBRE
DICEMBRE
GENNAIO
FEBBRAIO

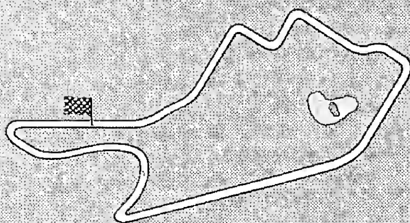
Pesce australe
Fomalhaut
Acquario
Capricorno
Balena
Fornace
Pesci
Coda di serpente
Delfino
Pegaso
Mira
Altair
Aquila
Ariete
Andromeda
Cigno
Deneb
Triangolo
Sagittario
Lira
Vega
Cefeo
Cassiopea
Pleiadi
Algol
Toro
Iadi
Eridano
Ofiuco
Perseo
Aldebaran
Dragone
Stella polare
Capella
Auriga
Bellatrix
Rigel
Ercole
Scorpione
Corona boreale
Orsa minore
Betelgeuse
Lepre
Antares
Mizar
Gemelli
Orione
Testa di serpente
Castore
Boote
Orsa maggiore
Polluce
Cane maggiore
Sirio
Bilancia
Arturo
Cani da caccia
Cane minore
Cancro
Procione
Leone
Denebola
Vergine
Spiga
Equatore celeste
Corvo
Coppa
Idra
Poppa





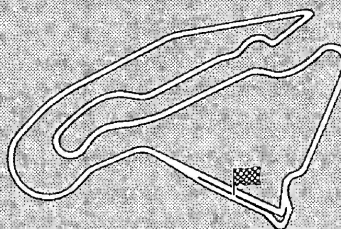
# I CIRCUITI della FORMULA 1

## AUSTRALIA - Adelaide



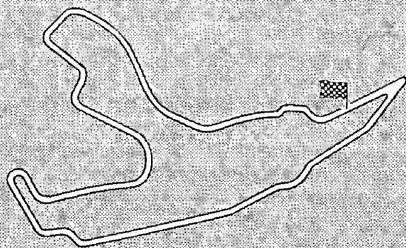
lunghezza pista: km 3,780
Gran Premio giri: 81

## FRANCIA - Magny-Cours



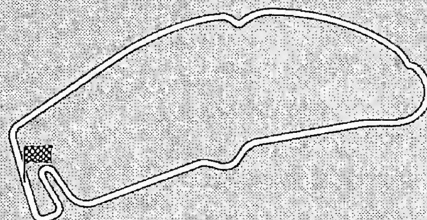
lunghezza pista: km 4,272
Gran Premio giri: 72

## BELGIO - Spa-Francorchamps



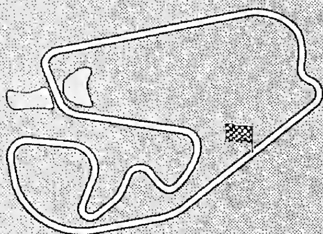
lunghezza pista: km 6,940
Gran Premio giri: 44

## GERMANIA - Hockenheim



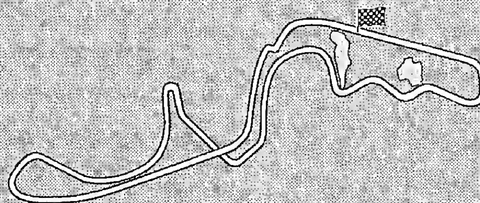
lunghezza pista: km 6,811
Gran Premio giri: 45

## BRASILE - Interlagos



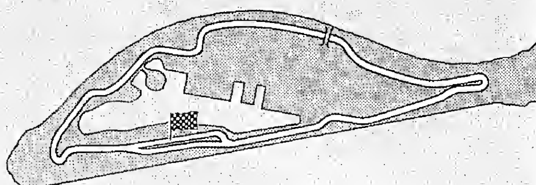
lunghezza pista: km 4,325
Gran Premio giri: 71

## GIAPPONE - Suzuka



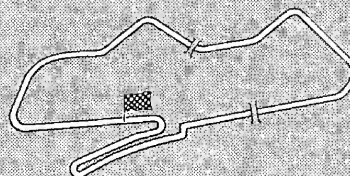
lunghezza pista: km 5,859
Gran Premio giri: 53

## CANADA - Montreal



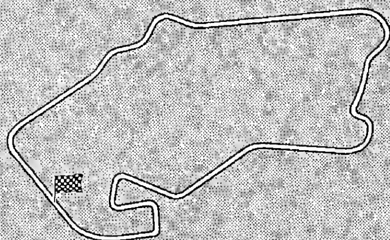
lunghezza pista: km 4,430
Gran Premio giri: 69

## INGHILTERRA - Donington



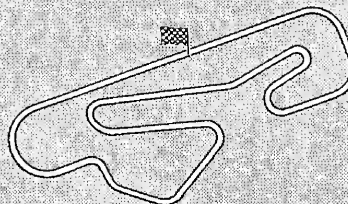
lunghezza pista: km 4,020
Gran Premio giri: 76

## INGHILTERRA - Silverstone



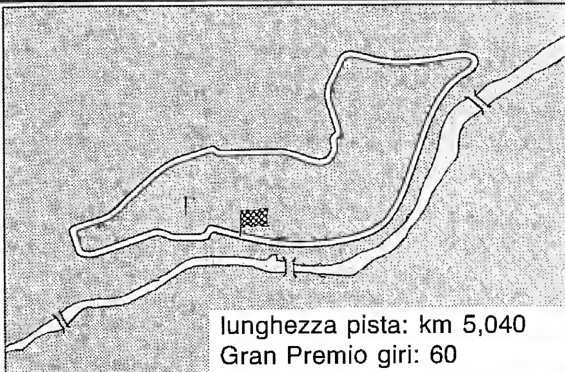
lunghezza pista: km 5,220
Gran Premio giri: 59

## PORTOGALLO - Estoril



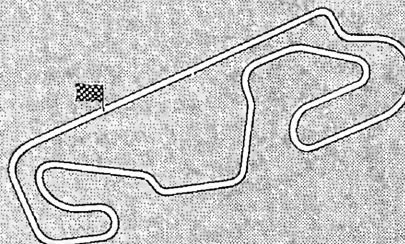
lunghezza pista: km 4,350
Gran Premio giri: 71

## ITALIA - Imola



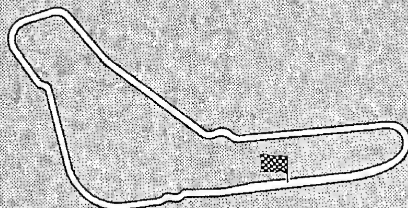
lunghezza pista: km 5,040
Gran Premio giri: 60

## SPAGNA - Barcellona



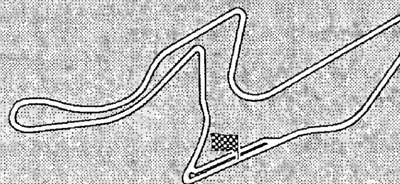
lunghezza pista: km 4,747
Gran Premio giri: 65

## ITALIA - Monza



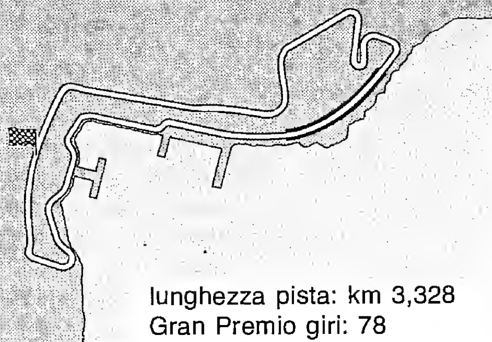
lunghezza pista: km 5,800
Gran Premio giri: 53

## SUD AFRICA - Kyalami



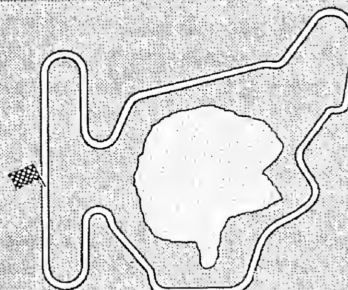
lunghezza pista: km 4,260
Gran Premio giri: 72

## MONACO - Montecarlo

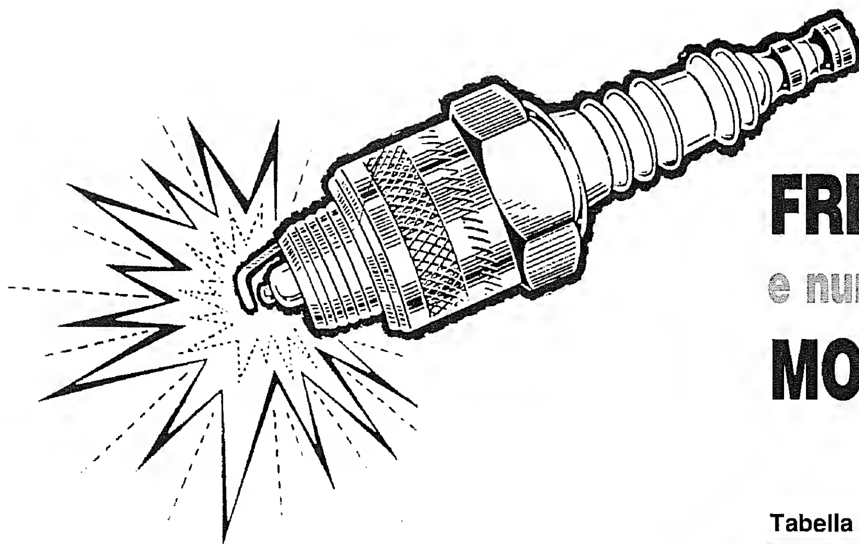


lunghezza pista: km 3,328
Gran Premio giri: 78

## UNGHERIA - Budapest



lunghezza pista: km 3,968
Gran Premio giri: 77



# FREQUENZA
## e numero giri
# MOTORI a SCOPPIO

Le formule che riportiamo servono per calcolare la **frequenza** che occorre applicare all'ingresso di un contagiri elettronico affinchè questo indichi l'esatto **numero di giri al minuto** per i motori a **4 tempi** e per i motori a **2 tempi**.

**MOTORI a 4 TEMPI**

**Hertz = ( Numero cilindri x Numero giri ) : 120**

**MOTORI a 2 TEMPI**

**Hertz = ( Numero cilindri x Numero giri ) : 60**

Conoscendo la **frequenza** è possibile ricavare il corrispondente **numero di giri al minuto** utilizzando la formula inversa:

**MOTORI a 4 TEMPI**

**Numero giri = ( Hertz x 120 ) : Numero cilindri**

**MOTORI a 2 TEMPI**

**Numero giri = ( Hertz x 60 ) : Numero cilindri**

**Esempio** = Abbiamo un motore a **4 cilindri - 4 tempi** e desideriamo conoscere con quale frequenza si aprono e si chiudono le puntine dello spinterogeno :

**( 4 x 3.000 ) : 120 = 100 Hz**

**Esempio** = Abbiamo un motore a **2 cilindri - 2 tempi** e desideriamo conoscere quanti **giri/minuti** corrispondono ad una frequenza di **140 Hz** :

**( 140 x 60 ) : 2 = 4.200 giri/minuto**

**Tabella N.1 MOTORE 4 TEMPI**

| NUMERO CILINDRI | GIRI MINUTO | FREQUENZA IN HERTZ |
|---|---|---|
| 2 | 1.500 | 25 |
| 2 | 3.000 | 50 |
| 2 | 6.000 | 100 |
| 2 | 7.500 | 125 |
| 2 | 9.000 | 150 |
| 4 | 1.500 | 50 |
| 4 | 3.000 | 100 |
| 4 | 6.000 | 200 |
| 4 | 7.500 | 250 |
| 4 | 9.000 | 300 |
| 6 | 1.000 | 50 |
| 6 | 2.000 | 100 |
| 6 | 3.000 | 150 |
| 6 | 6.000 | 300 |
| 6 | 7.500 | 375 |
| 6 | 9.000 | 450 |
| 8 | 750 | 50 |
| 8 | 1.500 | 100 |
| 8 | 3.000 | 200 |
| 8 | 6.000 | 400 |
| 8 | 7.500 | 500 |
| 8 | 9.000 | 600 |

**Tabella N.2 MOTORI 2 TEMPI**

| NUMERO CILINDRI | GIRI MINUTO | FREQUENZA IN HERTZ |
|---|---|---|
| 1 | 1.500 | 25 |
| 1 | 3.000 | 50 |
| 1 | 6.000 | 100 |
| 1 | 12.000 | 200 |
| 1 | 15.000 | 250 |
| 2 | 1.500 | 50 |
| 2 | 3.000 | 100 |
| 2 | 6.000 | 200 |
| 2 | 12.000 | 400 |
| 2 | 15.000 | 500 |



# RUMORE in DECIBEL

L'inquinamento acustico è uno dei tributi che dobbiamo pagare al progresso di questo secolo.
Tutti noi infatti subiamo indistintamente le conseguenze dell'essere sottoposti ad un incessante frastuono nelle strade, nei locali adibiti ad attività industriali ed artigianali ed all'interno della nostra stessa casa.

È stato scientificamente dimostrato che i **rumori** d'ampiezza molto elevata producono effetti indesiderati e dannosi su qualsiasi essere umano, in particolare sull'organo acustico e nervoso, provocando nel tempo **sordità** e **irritabilità**.

Per questo motivo sono vigenti delle Leggi che non consentono il superamento di certi valori **in decibel** di rumore sia di giorno che di notte.

Ad esempio di notte il **rumore** non dovrebbe mai superare i **50 decibel**.

Per misurare quanti **decibel** sono generati da una sorgente di rumore è necessario uno strumento chiamato **Fonometro** (vedi rivista Nuova Elettronica N.150, kit LX.1056).

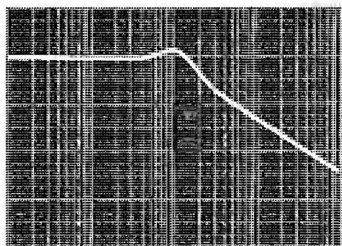
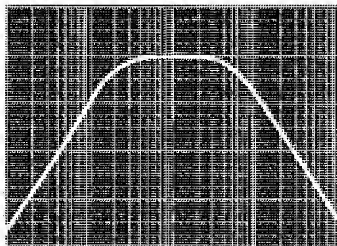
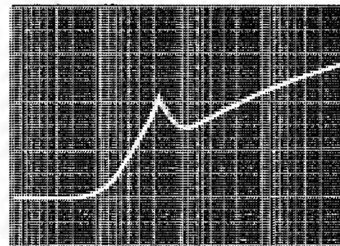
Con questo **Fonometro** potrete verificare se una zona residenziale è più tranquilla di un'altra, se il rumore generato dal tubo di scappamento della vostra moto supera il massimo livello consentito ed inoltre potrete misurare quanti decibel sono presenti nei locali di lavoro e quanto inquinano acusticamente le auto nel traffico cittadino.

Il rumore **minimo** che l'orecchio umano riesce a percepire è di **0 decibel.**

Il rumore **massimo**, indicato anche come **soglia del dolore**, è di circa **120 decibel.**

Nella **Tabella N.1** abbiamo riportato la misura del rumore generato da diverse sorgenti in **decibel**.

| **TABELLA N.1** | **dB** |
|---|---|
| SOGLIA del DOLORE | **125** **120** |
| AEREO a REAZIONE | **118** **115** |
| MARTELLO pneumatico | **110** **95** |
| AEREO ad ELICA | **100** **90** |
| PRESSA industriale | **100** **95** |
| SEGA circolare | **95** **98** |
| MEGA DISCOTECA | **95** **90** |
| CLACSON di potenza | **93** **90** |
| PASSAGGIO treno | **92** **90** |
| COMPLESSO industriale | **86** **80** |
| ZONA industriale | **80** **75** |
| OFFICINA meccanica | **78** **75** |
| TRAFFICO di città | **75** **70** |
| ZONE residenziali | **50** **45** |
| ZONE di campagna | **40** **30** |
| VENTO impetuoso | **35** **30** |
| PARLATO a voce bassa | **25** **20** |
| VENTO leggero | **20** **15** |

# CARTA LOGARITMICA per TRACCIATI

Per tracciare le **curve** di risposta di un qualsiasi **filtro** Cross/Over - Passa/Alto - Passa/Basso, oppure la **banda passante** di un amplificatore, o il guadagno o l'attenuazione di un **controllo di toni**, ecc., occorre una **carta logaritmica** e, poichè è molto difficile reperirla in una qualsiasi cartoleria, abbiamo pensato di riprodurre sulle pagine di questo volume due carte, una che potrete utilizzare per tracciare le curve del **guadagno** ed una che potrete utilizzare per tracciare, contemporaneamente, la curva di un **guadagno** e la curva di una **attenuazione**.

Poichè di queste carte ne userete un certo numero, vi consigliamo di **duplicarle** recandovi presso una cartoleria, o tabaccheria, che disponga di una **fotocopiatrice**.

Nella carta riprodotta in fig.20 troverete indicata, in basso, la **frequenza**.

I numeri da **10** a **100.000** (100K) li potrete considerare **Hz** se la utilizzerete per segnali di **bassa frequenza**, oppure **KHz** o **MHz** se la utilizzerete per segnali di **alta frequenza**.

Sul lato sinistro, in senso **verticale**, è riportata una scala graduata da **0 dB** a **15 dB,** mentre sul lato **destro**, sempre in senso **verticale**, questa scala appare graduata da **0 dB** a **30 dB.**

In funzione delle misure che dovrete effettuare, potrete prendere come riferimento la scala di sinistra, se sapete di non dover mai superare i **15 dB,** diversamente, dovrete usare la scala di destra che vi consente di arrivare fino a **30 dB.**

Nella carta riprodotta in fig.21 troverete, in basso, la **frequenza** e, a sinistra, in senso verticale, i dB. A differenza della carta precedente, gli **0 dB** sono riportati a metà scala.

Sul lato **sinistro**, in senso **verticale**, è riportata una scala graduata da **-15 dB** a **+15 dB,** mentre sul lato **destro**, sempre in senso **verticale**, questa scala appare graduata da **-30 dB** a **+30 dB**.

In funzione delle misure che dovrete effettuare, potrete prendere come riferimento la scala di sinistra, se sapete di non dover mai scendere sotto i **-15 dB** o di non dover mai superare i **15 dB,** diversamente, dovrete usare la scala di destra che consente di scendere fino a **-30 dB** e di salire fino a **30 dB.**

## TRACCIARE una BANDA PASSANTE

Per tracciare la **banda passante** di un qualsiasi amplificatore dovrete applicare sull'ingresso un'**onda sinusoidale** e sulla resistenza di **carico** un **oscilloscopio** (vedi fig.1).

Dovrete quindi ruotare la sintonia del **Generatore** sui **1.000 Hz** e regolare il segnale d'uscita in modo da far apparire, sullo schermo dell'oscilloscopio, un segnale che copra **6 quadretti.**

A questo punto, sulla **carta logaritmica** traccerete un **punto** sulla riga degli **0 dB** in corrispondenza dei **1.000 Hz** (vedi fig.6).

Poichè l'oscilloscopio non effettua misure **logaritmiche,** ma **lineari**, per sapere di quanto si attenuerà il segnale in dB dovrete far riferimento a quanto segue:

**0 dB di attenuazione = 6 quadretti**
**3 dB di attenuazione = 4 quadretti**
**6 dB di attenuazione = 3 quadretti**
**12 dB di attenuazione = 1,5 quadretti**
**15 dB di attenuazione = 1 quadretto**

Senza modificare l'ampiezza del segnale del **Generatore**, iniziate a salire in **frequenza** fino a quando l'ampiezza della sinusoide che appare sullo schermo non inizierà ad attenuarsi.

Ammesso che ciò avvenga verso i **15.000 Hz**, metterete un **punto** in corrispondenza di questa frequenza, poi salite ancora in frequenza fino a raggiungere la posizione in cui la **sinusoide** da **6 quadretti** scenderà a **4 quadretti.**

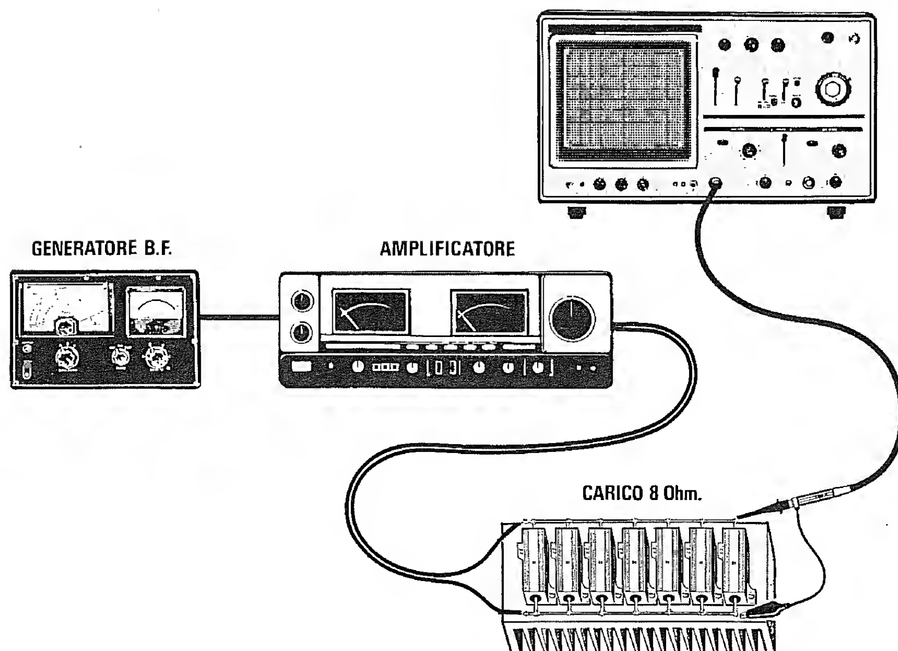



**Fig.1 Per tracciare la Banda Passante di un qualsiasi amplificatore di BF, dovrete applicare sulla sua uscita una SONDA di CARICO da 8 o da 4 ohm e collegare ad essa un oscilloscopio. Da un Generatore di BF preleverete un segnale a 1.000 Hz, poi regolerete l'ampiezza del segnale d'uscita in modo da ottenere sull'oscilloscopio un'onda sinusoidale alta 6 quadretti (vedi fig.3).**

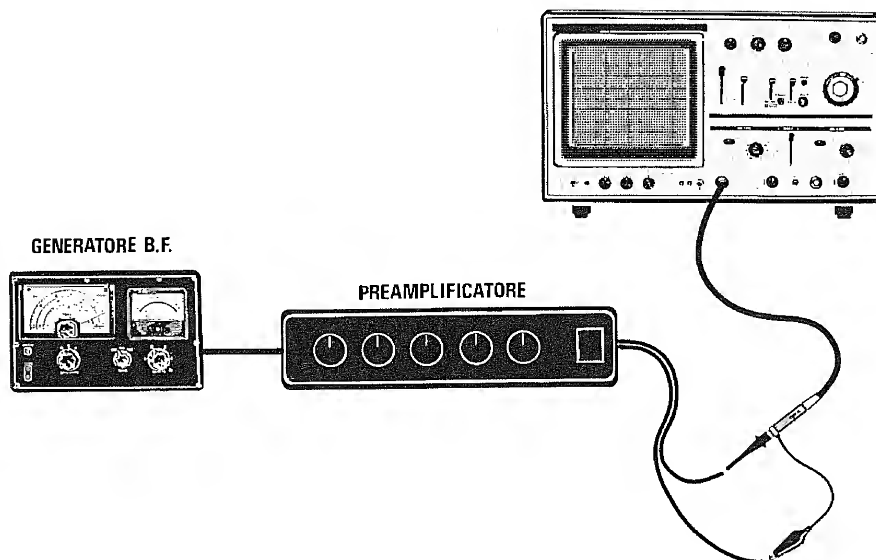



**Fig.2 Per tracciare la curva di esaltazione e di attenuazione dei Controlli di Tono, dovrete collegare l'oscilloscopio all'uscita del preamplificatore e regolare l'ampiezza del Generatore di BF in modo da ottenere sull'oscilloscopio un'onda sinusoidale alta 1 quadretto per l'ESALTAZIONE ed un'onda alta 6 quadretti per l'ATTENUAZIONE.**

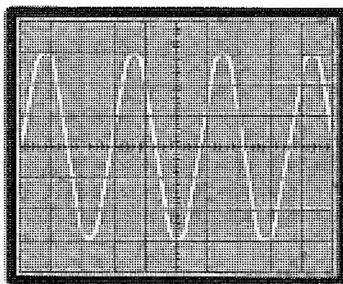


Fig.3 Per tracciare la banda passante di un amplificatore dovrete partire con una frequenza di 1.000 Hz ed un segnale che copra 6 quadretti.

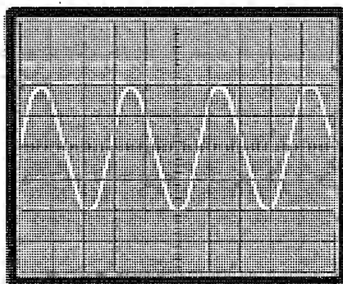


Fig.4 A questo punto, ruotate la sintonia del Generatore di BF fino ad ottenere una sinusoide di 4 quadretti. Questa ampiezza corrisponde a -3 dB.

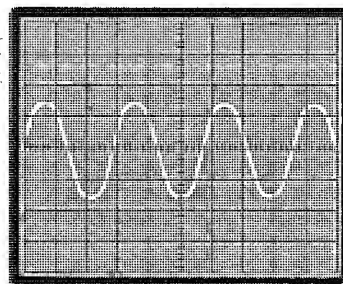


Fig.5 Ruotate ulteriormente la sintonia del Generatore di BF fino ad ottenere una sinusoide di 3 quadretti. Questa ampiezza corrisponde a -6 dB.

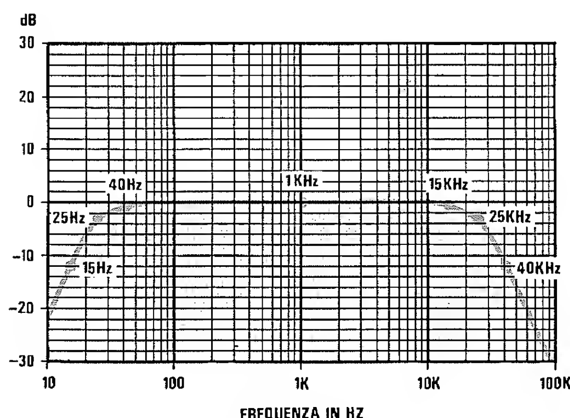



Fig.6 Quando l'ampiezza della sinusoide scende dagli iniziali 6 quadretti a 4 quadretti, leggete il valore della frequenza e mettete un "punto" a -3 dB.
Quando scende a 3 quadretti, leggete la frequenza e mettete un "punto" a -6 dB, quando scende a 1,5 quadretti mettete un "punto" a -12 dB e quando scende a 1 quadretto mettete un "punto" a -15 dB.
Congiungendo tutti i punti riportati sulla carta logaritmica, otterrete la banda passante del vostro amplificatore.

Se questa condizione si verifica a **25.000 Hz**, metterete un altro **punto** in corrispondenza di questa frequenza, a **-3 dB**, poi salite ancora fino a quando l'ampiezza della sinusoide scenderà a soli **1,5 quadretti**.

Se questa condizione si verifica a **40.000 Hz**, metterete un altro **punto** in corrispondenza di questa frequenza a **-12 dB**.

In questo modo avrete appurato che la **massima** frequenza che può raggiungere il vostro amplificatore a **-3 dB**, è di **25.000 Hz.**

Ora, con il vostro **Generatore** scenderete in **frequenza**, fino a quando l'ampiezza della sinusoide che appare sullo schermo non inizierà ad attenuarsi.

Ammesso che ciò si verifichi verso i **40 Hz**, metterete un **punto** in corrispondenza di questa frequenza, poi scendete ancora in frequenza fino a raggiungere la posizione in cui l'ampiezza della **sinusoide** da **6 quadretti** diminuirà a **4 quadretti.**

Se questa condizione si verifica a **25 Hz**, tracciate un altro **punto** in corrispondenza di questa frequenza, a **-3 dB**, poi scendete ancora fino a quando l'ampiezza della sinusoide diminuirà a soli **1,5 quadretti**.

Se questa condizione si verifica a **15 Hz**, mettete un altro **punto** in corrispondenza di questa frequenza, a **-12 dB**.

In questo modo avrete appurato che la **minima** frequenza che può raggiungere il vostro amplificatore a **-3 dB,** è di **25 Hz** (vedi fig.6).



## TRACCIATO di un CONTROLLO di TONI

Dopo aver ruotato a **metà corsa** i due potenziometri del **controllo di toni** di un preamplificatore, applicate sul suo ingresso un'**onda sinusoidale** dopo averla prelevata da un qualsiasi **Generatore** e sulla sua uscita il vostro **oscilloscopio** come visibile in fig.2.

Per tracciare l'**esaltazione** dei toni **bassi** dovrete sintonizzare il **Generatore** sui **1.000 Hz**, regolare la sua ampiezza in modo da ottenere sullo schermo dell'oscilloscopio un segnale che copra **1 quadretto**, poi ruotare la manopola del potenziometro

per la **massima esaltazione**.

A questo punto ruoterete la sintonia del **Generatore** da **1.000 Hz** verso i **10 Hz**, verificando poi quando l'ampiezza del segnale raggiungerà i seguenti valori:

**1,5 quadretti** corrispondenti a **+3 dB**
**2,0 quadretti** corrispondenti a **+6 dB**
**4,0 quadretti** corrispondenti a **+12 dB**
**5,5 quadretti** corrispondenti a **+15 dB**

Nella riga dei **dB** metterete quindi un punto in corrispondenza delle **frequenze** sulle quali avrete ottenuto questi **numeri** di quadretti.

Ammesso che ciò si sia verificato a queste frequenze:

**1,5 quadretti** a **600 Hz**
**2,0 quadretti** a **300 Hz**
**4,0 quadretti** a **100 Hz**
**5,5 quadretti** a **60 Hz**

tracciate dei **punti** come visibile in fig.13, poi congiungeteli e, così facendo, otterrete la curva di **esaltazione dei bassi.**

Per tracciare l'**attenuazione** dei toni **bassi** dovrete ruotare il potenziometro a metà corsa e sintonizzare poi il Generatore sulla frequenza di **1.000 Hz**, alzando il livello di uscita in modo da ottenere sullo schermo dell'oscilloscopio un segnale che copra **6 quadretti**.

A questo punto, ruoterete la manopola del potenziometro dei **toni bassi** per la **massima attenuazione,** poi la sintonia del **Generatore** da **1.000 Hz** verso i **10 Hz** e quando l'ampiezza del segnale raggiungerà questi valori:

**4,0 quadretti** corrispondenti a **- 3 dB**
**3,0 quadretti** corrispondenti a **- 6 dB**
**1,5 quadretti** corrispondenti a **-12 dB**
**1 quadretto** corrispondente a **-15 dB**

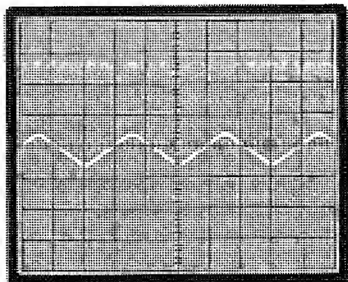


**Fig.7 Per tracciare l'ESALTAZIONE di un controllo di TONI, ruotate il potenziometro a metà corsa, poi partite con una frequenza di 1.000 Hz ed un segnale che copra 1 quadretto.**

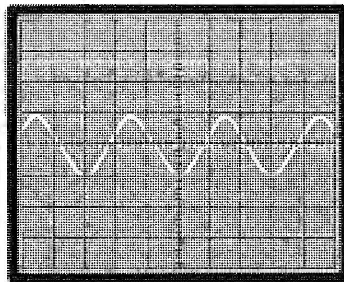


**Fig.8 Ruotate il potenziometro per la massima esaltazione, poi la sintonia del Generatore BF da 1.000 a 10 Hz. Quando il segnale salirà a 2 quadretti, l'esaltazione sarà di +6 dB.**

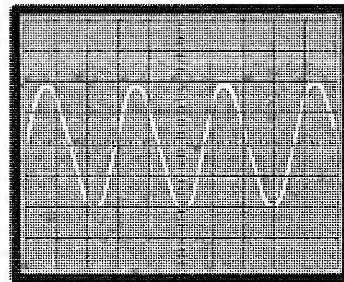


**Fig.9 Quando il segnale salirà a 4 quadretti avrete un'esaltazione di +12 dB. Sulla carta logaritmica segnate un punto in corrispondenza delle frequenze +6 dB, +12 dB e +15 dB.**

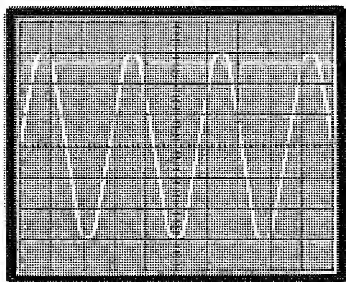


**Fig.10 Per tracciare l'ATTENUAZIONE di un controllo di TONI, ruotate il potenziometro a metà corsa, poi partite con una frequenza di 1.000 Hz ed un segnale che copra 6 quadretti.**

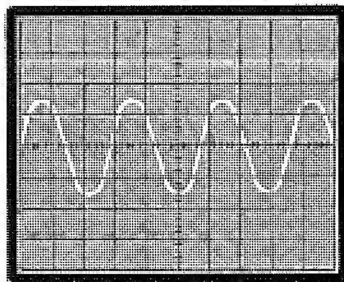


**Fig.11 Ruotate il potenziometro per la massima attenuazione e la sintonia del Generatore BF da 1.000 a 10 Hz. Quando il segnale scenderà a 3 quadretti, l'attenuazione sarà di -6 dB.**

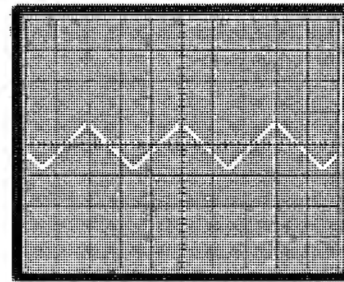


**Fig.12 Quando il segnale scenderà a 1,5 quadretti avrete una attenuazione di -12 dB. Sulla carta logaritmica segnate un punto in corrispondenza delle frequenze -6 dB, -12 dB e -15 dB.**

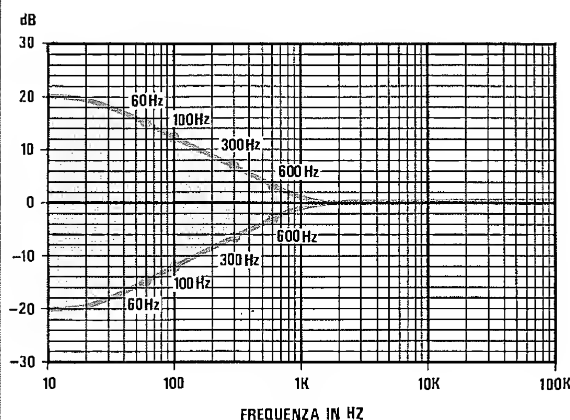



**Fig.13 Per tracciare la curva di risposta dei toni Bassi, segnate un punto sulla linea dei -3 -6 -12 -15 dB e dei +3 +6 +12 +15 dB in corrispondenza delle frequenze a cui il segnale scende o sale sui quadretti indicati.**

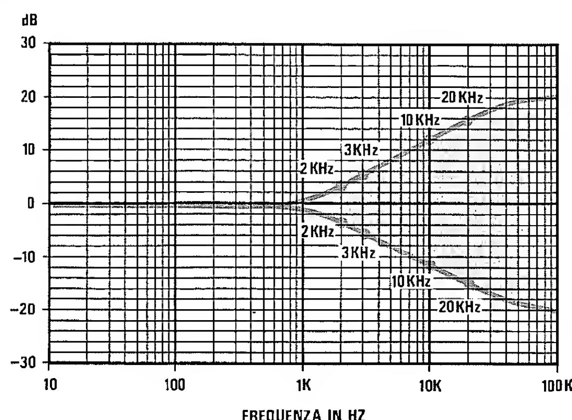



**Fig.14 Per tracciare la curva di risposta dei toni Acuti, segnate un punto sulla linea dei -3 -6 -12 -15 dB e dei +3 +6 +12 +15 dB in corrispondenza delle frequenze a cui il segnale scende o sale sui quadretti indicati.**

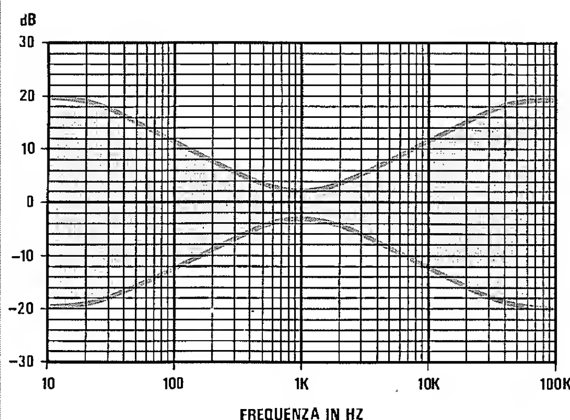



**Fig.15 Le curve di esaltazione e di attenuazione dei controlli di Tono, anzichè venire suddivise in toni Bassi (vedi fig.13) ed in toni Acuti (vedi fig.14), vengono tracciate su una sola carta logaritmica avente lo "0 dB" centrale (vedi tracciato riportato in fig.21). La curva dell'esaltazione è sopra allo "0" e quella dell'attenuazione sotto allo "0".**



**nella riga dei dB** metterete dei **punti** in corrispondenza delle **frequenze** sulle quali avrete ottenuto questi **numeri** di quadretti.

Ammesso che ciò si sia verificato su queste frequenze:

**4,0 quadretti** a **600 Hz**
**3,0 quadretti** a **300 Hz**
**1,5 quadretti** a **100 Hz**
**1 quadretto** a **60 Hz**

segnerete dei **punti** come visibile in fig.13, poi li congiungerete e, così facendo, otterrete la curva di **attenuazione** dei toni **bassi.**

Per tracciare la curva di **esaltazione** e di **attenuazione** dei toni **acuti** agirete così come abbiamo spiegato per i toni **bassi**, con la sola differenza che anzichè ruotare la sintonia del Generatore da **1.000 Hz** a **10 Hz**, la dovrete ruotare da **1.000 Hz** verso i **20.000 Hz** (vedi fig.14).

## CURVA FILTRI CROSS-OVER

Per tracciare la curva di risposta di un filtro **Cross-Over** a **3 vie**, dovrete collegare l'oscilloscopio all'ingresso del filtro e sintonizzare **il** Generatore sulla frequenza di **1.000 Hz**, alzando il livello di uscita in modo da ottenere sullo schermo dell'oscilloscopio un segnale che copra **6 quadretti**.

A questo punto collegherete l'oscilloscopio sui terminali dell'altoparlante dei **Bassi**, poi, partendo da **10 Hz**, ruoterete la sintonia del **Generatore** verso **i 1.000 Hz** fino a quando l'ampiezza del segnale raggiungerà, sullo schermo dell'oscilloscopio, questi valori:

**6,0 quadretti** corrispondenti a **0 dB**
**4,0 quadretti** corrispondenti a **-3 dB**
**3,0 quadretti** corrispondenti a **-6 dB**
**1,5 quadretti** corrispondenti a **-12 dB**
**1 quadretto** corrispondente a **-15 dB**

Nella riga dei **dB** metterete dei **punti** in corrispondenza delle **frequenze** sulle quali avrete ottenuto questi quadretti, quindi li congiungerete tra loro in modo da ottenere la curva di taglio del filtro Cross-Over dei **Bassi**.

Eseguita questa operazione, dovrete collegare l'oscilloscopio sui terminali dell'altoparlante dei **Medi** e, sempre partendo da **10-20 Hz**, ruoterete la sintonia del **Generatore** verso i **15.000 Hz** fino a quando l'ampiezza del segnale raggiungerà, sullo schermo dell'oscilloscopio, questi valori:

**6,0 quadretti** corrispondenti a **0 dB**
**4,0 quadretti** corrispondenti a **-3 dB**
**3,0 quadretti** corrispondenti a **-6 dB**
**1,5 quadretti** corrispondenti a **-12 dB**
**1 quadretto** corrispondente a **-15 dB**

Nella riga dei **dB** metterete dei **punti** in corrispondenza delle **frequenze** sulle quali avrete ottenuto questi **numeri** di quadretti, quindi li congiungerete tra loro in modo da ottenere la curva di taglio del filtro Cross-Over dei **Medi.**

Eseguita questa operazione, dovrete collegare l'oscilloscopio sui terminali dell'altoparlante degli **Acuti** e, partendo da **1.000 Hz**, ruoterete la sintonia del **Generatore** verso i **50.000 Hz.**
Quando l'ampiezza del segnale raggiungerà questi valori:

**6,0 quadretti** corrispondenti a **0 dB**
**4,0 quadretti** corrispondenti a **-3 dB**
**3,0 quadretti** corrispondenti a **-6 dB**
**1,5 quadretti** corrispondenti a **-12 dB**
**1 quadretto** corrispondente a **-15 dB**

nella riga dei **dB** metterete dei **punti** in corrispondenza delle **frequenze** sulle quali avrete ottenuto questi **numeri** di quadretti, quindi **li** congiungerete tra loro in modo da ottenere la curva di taglio del filtro Cross-Over degli **Acuti**.

Al termine di questa operazione otterrete una curva di risposta come quella visibile in fig.19.

Le operazioni sopradescritte valgono anche per l'**alta frequenza**, per tracciare le curve di filtri **Passa/Basso - Passa/Alto - Passa/Banda**.

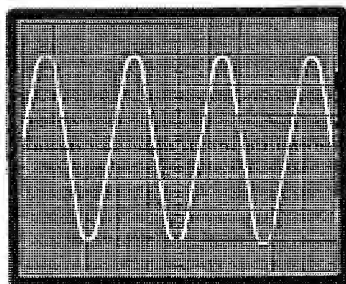


**Fig.16 Per tracciare le curve di un filtro Cross-Over, iniziate con un segnale che copra 6 quadretti, ampiezza che dovrete considerare come "0 dB".**

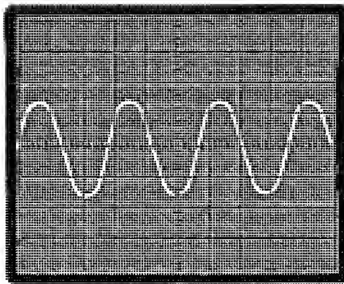


**Fig.17 A questo punto, ruotate la sintonia del Generatore di BF fino ad ottenere una sinusoide di 3 quadretti. Questa ampiezza corrisponde a -6 dB.**

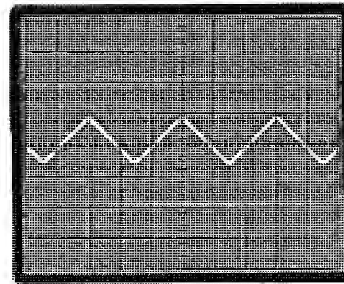


**Fig.18 Ruotate ulteriormente la sintonia del Generatore di BF fino ad ottenere una sinusoide di 1,5 quadretti, ampiezza che corrisponde a -12 dB.**

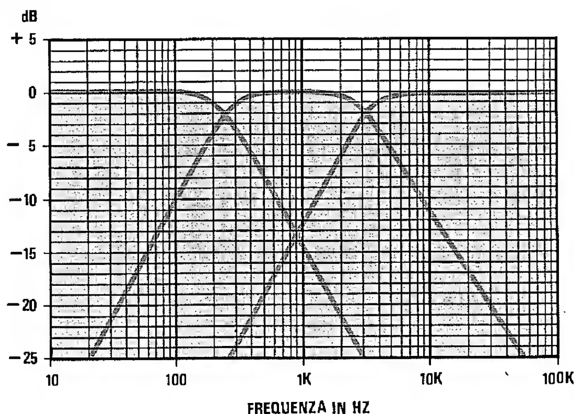



**Fig.19 Per ottenere un grafico più leggibile, conviene riscrivere il lato sinistro della scala verticale con +5 0 -5 -10 -15 -20 -25 dB. In corrispondenza delle frequenze alle quali il segnale copre 6 quadretti (vedi fig.16), traccerete una linea sugli "0 dB", poi, quando questo segnale inizierà a scendere, segnerete dei punti sui -3 -6 -12 -15 dB in corrispondenza delle varie frequenze.**

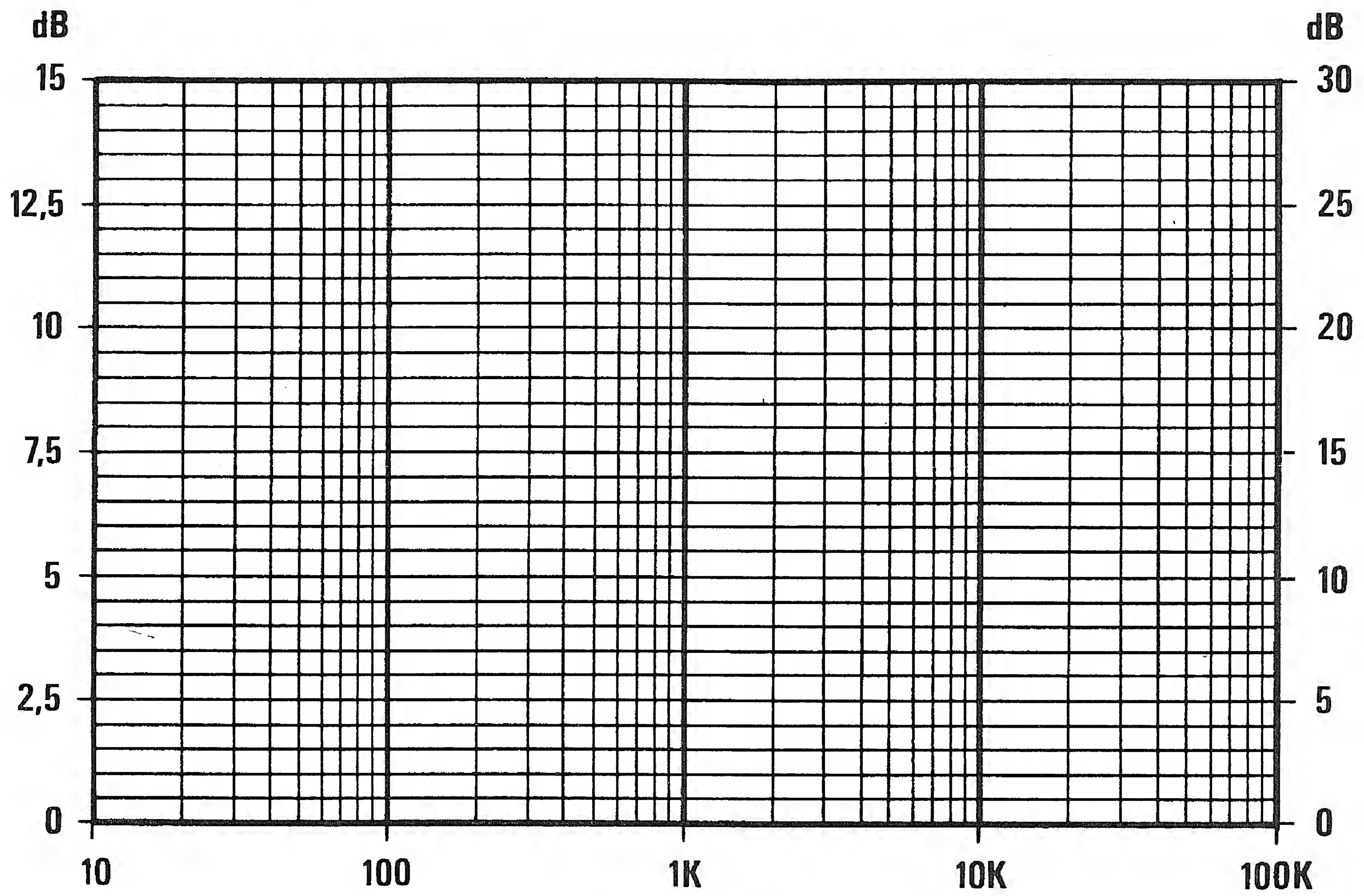

dB
15
12,5
10
7,5
5
2,5
0
dB
30
25
20
15
10
5
0
10
100
1K
10K
100K
FREQUENZA

Fig.20

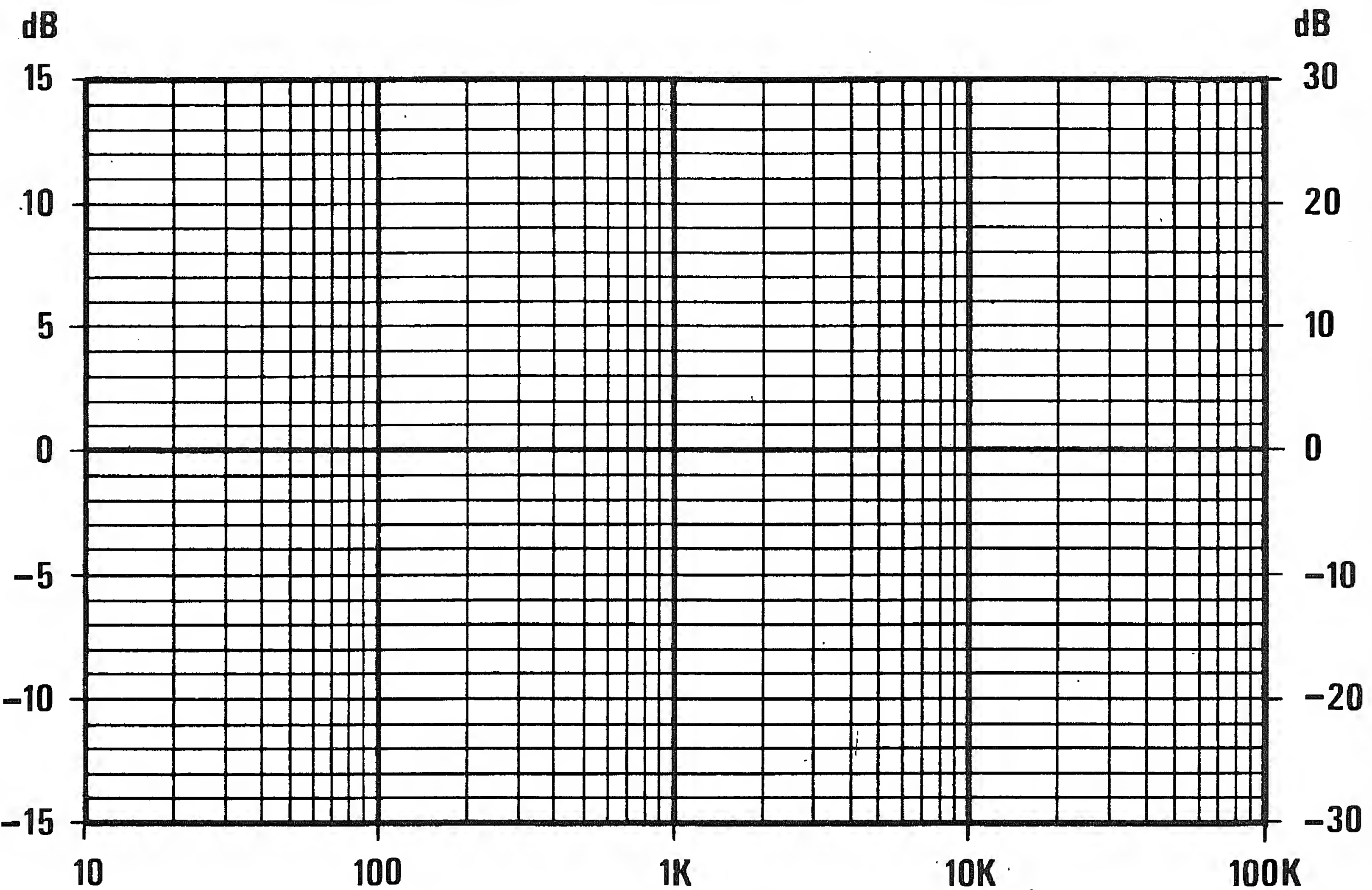

dB
15
10
5
0
−5
−10
−15
dB
30
20
10
0
−10
−20
−30
10
100
1K
10K
100K
FREQUENZA

Fig.21

## VELOCITÀ PROPAGAZIONE del SUONO

| tramite | metri al secondo |
|---|---|
| Aria | 340 |
| Acqua | 1.480 |
| Acciaio | 5.050 |
| Alluminio | 5.200 |
| Azoto | 338 |
| Calcestruzzo | 3.100 |
| Elio | 971 |
| Ferrite | 4.880 |
| Ferro | 5.000 |
| Granito | 3.950 |
| Gomma dura | 1.400 |
| Gomma molle | 70 |
| Idrogeno | 1.305 |
| Legno di abete | 3.320 |
| Legno di olmo | 1.013 |
| Legno di pino | 3.600 |
| Legno di quercia | 4.100 |
| Legno di sughero | 500 |
| Marmo | 3.810 |
| Mattoni | 3.600 |
| Nichel | 4.973 |
| Ottone | 3.400 |
| Ossigeno | 316 |
| Piombo | 1.250 |
| Policarbonato | 1.400 |
| PVC duro | 1.700 |
| Rame | 3.500 |
| Stagno | 2.490 |
| Vetro | 5.500 |
| Zinco | 2.680 |

## COSTANTI NUMERICHE

| Simbolo | Valore |
|---|---|
| $\pi$ | 3,141592 |
| $\pi : 2$ | 1,5708 |
| $\pi : 3$ | 1,0472 |
| $\pi : 4$ | 0,7854 |
| $1 : \pi$ | 0,3183 |
| $2 : \pi$ | 0,6366 |
| $\pi^2$ | 9,8696 |
| $\pi^3$ | 31,0063 |
| $1 : 2\pi$ | 0,1591 |
| $\sqrt{2}$ | 1,4142 |
| $4 \times \pi^2$ | 39,4784 |
| $\pi^2 : 4$ | 2,4674 |
| $\pi \times \sqrt{2}$ | 4,4429 |
| $\pi : \sqrt{2}$ | 2,2214 |
| $\sqrt{2\pi}$ | 2,5066 |
| $\sqrt{\pi}$ | 1,7724 |
| $2\pi \times 42$ | 263,89 |
| $2\pi \times 50$ | 314,16 |
| $\sqrt{3}$ | 1,7321 |
| g | 9,81 |
| $g^2$ | 96,2361 |
| $1 : g$ | 0,1019 |
| $\sqrt{g}$ | 3,1321 |
| e | 2,718281 |
| lg e | 0,4343 |
| ln 10 | 2,3026 |
| $e^2$ | 7,3891 |
| $1 : e$ | 0,3679 |
| $1 : e^2$ | 0,1353 |
| $\sqrt{10}$ | 3,1623 |



Nella Tabella qui in alto sono indicati i valori della velocità di propagazione del **suono** in **metri al secondo**, nella Tabella accanto, sulla destra, sono elencati i valori delle **costanti numeriche**, mentre qui di lato i più comuni **simboli matematici** con il relativo significato.

Per maggiore chiarezza, qui di seguito riportiamo la descrizione del significato dei simboli presenti nell'elenco delle **costanti numeriche**:

- e = **base dei logaritmi naturali o numero di Neper**
- g = **costante di accelerazione di gravità in metro al secondo quadrato**
- lg = **logaritmo decimale**
- ln = **logaritmo naturale**
- $\pi$ = **costante usata in molte formule matematiche**

**Nota**: Nell'uso pratico alcune di queste **costanti numeriche** non vengono usate "per esteso", ma soltanto fino al secondo decimale, vedi ad esempio $\pi$ = **3,14** anziché **3,141592**.

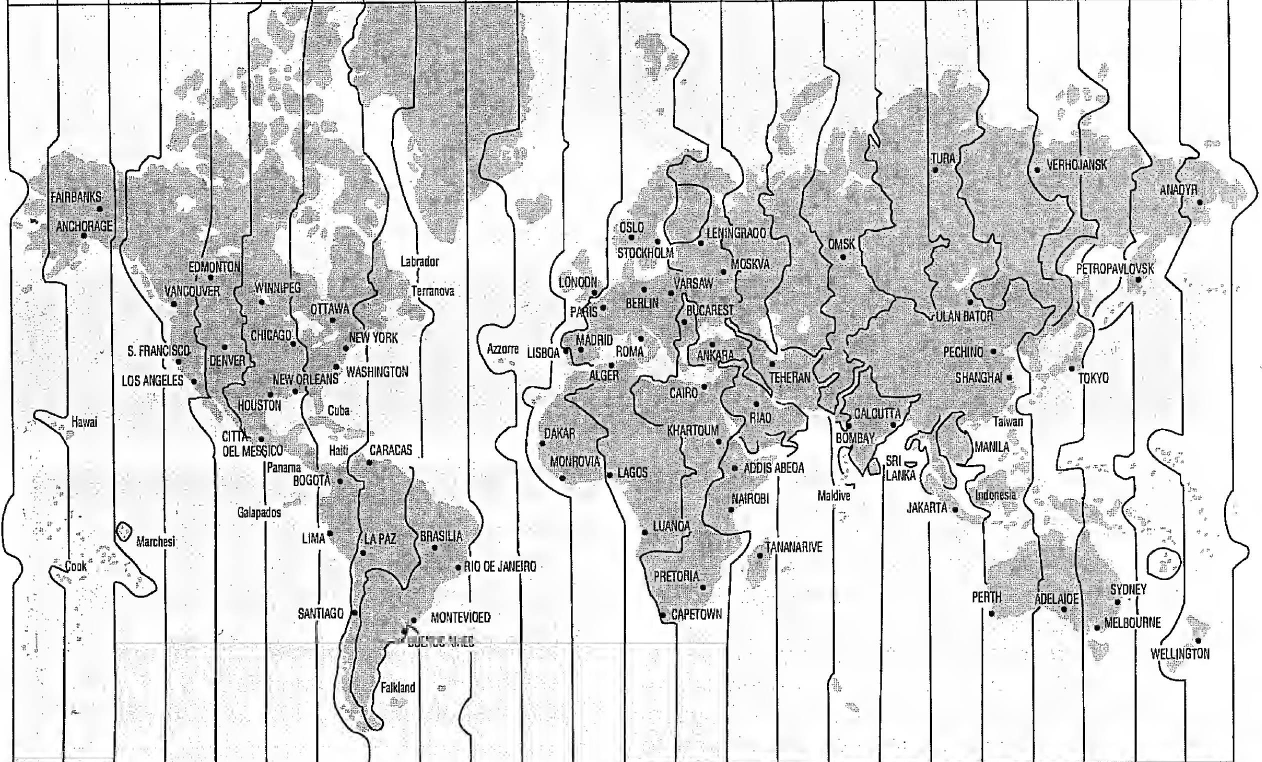
## SIMBOLI MATEMATICI e SIGNIFICATO

| | |
|---|---|
| $\parallel$ | parallelo |
| $=$ | uguale |
| $\neq$ | non uguale |
| $>$ | maggiore |
| $<$ | minore |
| $\geqslant$ | uguale o maggiore |
| $\leqslant$ | uguale o minore |
| $\sim$ | circa |
| $\infty$ | infinito |
| / | diviso |
| $\cdot$ | moltiplicato |
| % | per cento |
| ‰ | per mille |

# FUSI ORARI

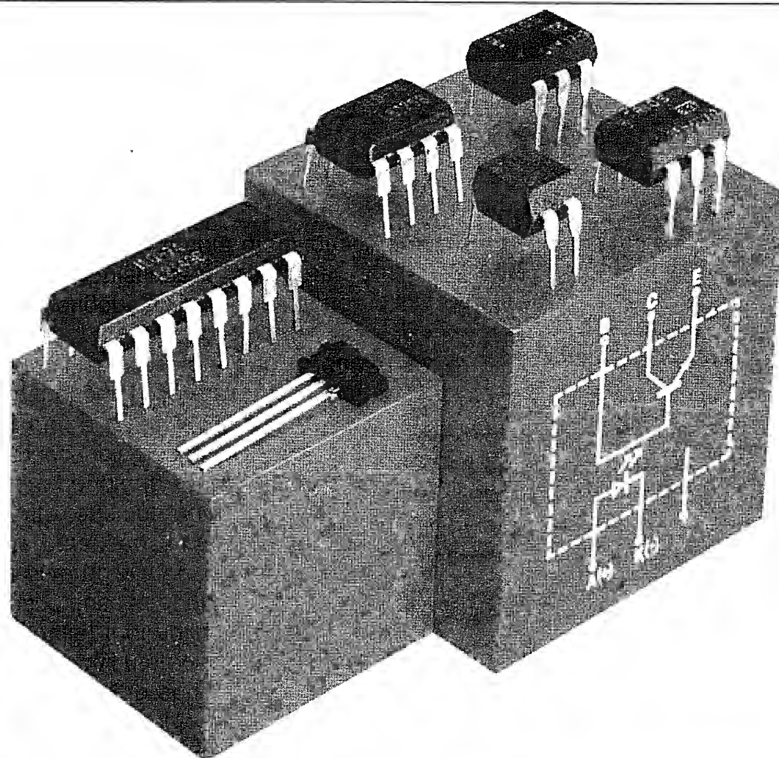
Orari del giorno precedente — Orari del giorno in corso

| | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| 13 | 14 | 15 | 16 | 17 | 18 | 19 | 20 | 21 | 22 | 23 | 24 | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 | 7 | 8 | 9 | 10 | 11 | 12 |
| 14 | 15 | 16 | 17 | 18 | 19 | 20 | 21 | 22 | 23 | 24 | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 | 7 | 8 | 9 | 10 | 11 | 12 | 13 |
| 15 | 16 | 17 | 18 | 19 | 20 | 21 | 22 | 23 | 24 | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 | 7 | 8 | 9 | 10 | 11 | 12 | 13 | 14 |
| 16 | 17 | 18 | 19 | 20 | 21 | 22 | 23 | 24 | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 | 7 | 8 | 9 | 10 | 11 | 12 | 13 | 14 | 15 |
| 17 | 18 | 19 | 20 | 21 | 22 | 23 | 24 | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 | 7 | 8 | 9 | 10 | 11 | 12 | 13 | 14 | 15 | 16 |
| 18 | 19 | 20 | 21 | 22 | 23 | 24 | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 | 7 | 8 | 9 | 10 | 11 | 12 | 13 | 14 | 15 | 16 | 17 |
| 19 | 20 | 21 | 22 | 23 | 24 | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 | 7 | 8 | 9 | 10 | 11 | 12 | 13 | 14 | 15 | 16 | 17 | 18 |
| 20 | 21 | 22 | 23 | 24 | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 | 7 | 8 | 9 | 10 | 11 | 12 | 13 | 14 | 15 | 16 | 17 | 18 | 19 |
| 21 | 22 | 23 | 24 | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 | 7 | 8 | 9 | 10 | 11 | 12 | 13 | 14 | 15 | 16 | 17 | 18 | 19 | 20 |
| 22 | 23 | 24 | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 | 7 | 8 | 9 | 10 | 11 | 12 | 13 | 14 | 15 | 16 | 17 | 18 | 19 | 20 | 21 |
| 23 | 24 | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 | 7 | 8 | 9 | 10 | 11 | 12 | 13 | 14 | 15 | 16 | 17 | 18 | 19 | 20 | 21 | 22 |
| 24 | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 | 7 | 8 | 9 | 10 | 11 | 12 | 13 | 14 | 15 | 16 | 17 | 18 | 19 | 20 | 21 | 22 | 23 |




| | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 | 7 | 8 | 9 | 10 | 11 | 12 | 13 | 14 | 15 | 16 | 17 | 18 | 19 | 20 | 21 | 22 | 23 | 24 |
| 2 | 3 | 4 | 5 | 6 | 7 | 8 | 9 | 10 | 11 | 12 | 13 | 14 | 15 | 16 | 17 | 18 | 19 | 20 | 21 | 22 | 23 | 24 | 1 |
| 3 | 4 | 5 | 6 | 7 | 8 | 9 | 10 | 11 | 12 | 13 | 14 | 15 | 16 | 17 | 18 | 19 | 20 | 21 | 22 | 23 | 24 | 1 | 2 |
| 4 | 5 | 6 | 7 | 8 | 9 | 10 | 11 | 12 | 13 | 14 | 15 | 16 | 17 | 18 | 19 | 20 | 21 | 22 | 23 | 24 | 1 | 2 | 3 |
| 5 | 6 | 7 | 8 | 9 | 10 | 11 | 12 | 13 | 14 | 15 | 16 | 17 | 18 | 19 | 20 | 21 | 22 | 23 | 24 | 1 | 2 | 3 | 4 |
| 6 | 7 | 8 | 9 | 10 | 11 | 12 | 13 | 14 | 15 | 16 | 17 | 18 | 19 | 20 | 21 | 22 | 23 | 24 | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 |
| 7 | 8 | 9 | 10 | 11 | 12 | 13 | 14 | 15 | 16 | 17 | 18 | 19 | 20 | 21 | 22 | 23 | 24 | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 |
| 8 | 9 | 10 | 11 | 12 | 13 | 14 | 15 | 16 | 17 | 18 | 19 | 20 | 21 | 22 | 23 | 24 | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 | 7 |
| 9 | 10 | 11 | 12 | 13 | 14 | 15 | 16 | 17 | 18 | 19 | 20 | 21 | 22 | 23 | 24 | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 | 7 | 8 |
| 10 | 11 | 12 | 13 | 14 | 15 | 16 | 17 | 18 | 19 | 20 | 21 | 22 | 23 | 24 | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 | 7 | 8 | 9 |
| 11 | 12 | 13 | 14 | 15 | 16 | 17 | 18 | 19 | 20 | 21 | 22 | 23 | 24 | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 | 7 | 8 | 9 | 10 |
| 12 | 13 | 14 | 15 | 16 | 17 | 18 | 19 | 20 | 21 | 22 | 23 | 24 | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 | 7 | 8 | 9 | 10 | 11 |

Orari del giorno in corso — Orari del giorno successivo



# FOTOACCOPPIATORI

Come già saprete i **fotoaccoppiatori** si usano principalmente per trasferire un segnale, sia esso digitale o analogico, da un apparato ad un altro, tenendoli elettricamente **isolati** l'uno dall'altro.

Una condizione questa che sarebbe difficile ottenere senza questo "fotoisolatore".

Se ad esempio si eccitassero dei diodi Triac, alimentati con la tensione di rete, con il segnale proveniente dall'uscita di un amplificatore di BF, la tensione di rete a **220 volt** giungerebbe direttamente sull'amplificatore, per cui diventerebbe alquanto pericoloso toccare il mobile, il giradischi, ecc.

Così se si collegasse l'uscita di un computer ad un qualsiasi circuito esterno alimentato da una tensione continua o alternata, senza utilizzare dei **fotoaccoppiatori** questa tensione potrebbe rientrare nel computer e danneggiarlo.

Di solito questi fotoaccoppiatori sono garantiti per un isolamento da **1.000** a **5.000 volt**, ma ne esistono anche altri di dimensioni e forme diverse, per i quali viene garantito un isolamento di ben **15.000 volt**.

Poichè questi ultimi vengono utilizzati di rado nelle normali applicazioni hobbistiche, ci soffermeremo sui tipi più comuni e di più ampia diffusione.

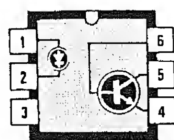
| DIODO EMITTENTE | |
|---|---|
| Corrente massima continua .. | 50 - 60 mA |
| Corrente massima di picco ... | 2 - 3 Amper |
| Potenza massima dissipata .. | 100 milliWatt |
| Tensione di lavoro media ..... | 1 - 1,5 volt |
| Corrente di lavoro media ...... | 10 mA |
| Tensione di rottura inversa .. | 5 - 7 volt |
| Capacità giunzione .............. | 30 - 80 pF |

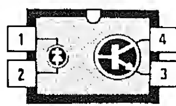
| TRANSISTOR RICEVENTE | |
|---|---|
| Volt max. Collet./Emett ........ | 30 - 70 volt |
| Corrente massima collettore . | 50 mA |
| Potenza dissipata ................ | 100 - 200 mW |
| Velocità di commutazione .... | 4-10 microsec |

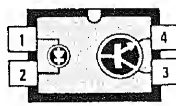
| ISOLAMENTO DIODO/TRANSISTOR | |
|---|---|
| Isolamento ..................... | 1.000-5.000 volt |
| Capacità di accoppiamento | 0,3 - 1 pF |

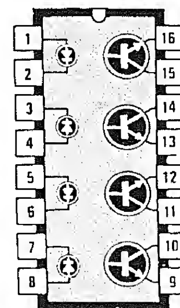
| SIGLA | Volt isolamento | Guadagno medio | Volt max fototransistor | EQUIVALENZE |
|---|---|---|---|---|
| 4N25 | 2.500 | 20 | 30 | FCD.810-OPI2251-TIL116 |
| 4N26 | 1.500 | 20 | 30 | FCD.820-H11A2-TIL111-MCT2 |
| 4N27 | 1.500 | 10 | 30 | FCD.810-MCT26-TIL111-TIL111 |
| 4N32 | 6.000 | 400 | 50 | |
| 4N33 | 6.000 | 400 | 50 | TIL.113-TIL156 |
| 4N35 | 3.500 | 100 | 30 | |
| 4N36 | 2.500 | 100 | 30 | |
| 4N37 | 1.500 | 100 | 30 | |
| CNY 17 | 4.400 | 180 | 70 | TIL.153-TIL.155-MCT.271 |
| CNY 17F | 5.300 | 120 | 70 | |
| CNY 75 | 5.300 | 100 | 80 | |
| CQY 80 | 4.400 | 80 | 35 | |
| IL 250 | 5.000 | 100 | 30 | H11.AA1-OPI.2500 |
| IL.CA230 | 6.000 | 100 | 30 | |
| IL.CA255 | 6.000 | 100 | 55 | |
| ILD.1 | 6.000 | 50 | 30 | FCD.800 |
| ILD.74 | 6.000 | 35 | 20 | FCD.850 |
| IL.CT6 | 6.000 | 35 | 30 | |
| ILQ.1 | 6.000 | 20 | 30 | |
| ILQ.74 | 6.000 | 15 | 20 | |
| SFH600 | 2.800 | 100 | 70 | FCD.825-MCT.777-OPI.2254 |
| SFH601 | 5.300 | 100 | 70 | FCD.830-TIL.125-TIL.126 |
| SFH609 | 5.300 | 100 | 90 | MCT.275-4N38 |
| SFH610 | 2.800 | 180 | 70 | |
| SFH611 | 2.800 | 180 | 70 | |
| MCP.3020 | 7.500 | — | 400 | |

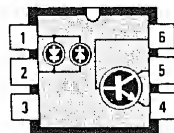
Nella Tabella qui sopra riportata le caratteristiche dei fotoaccoppiatori e dei fotodiac più comunemente reperibili in commercio.

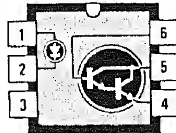


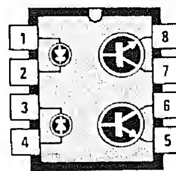



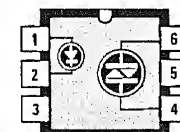




Fig.1 Connessioni dei piedini degli zoccoli viste "da sopra" prendendo come riferimento la tacca a U stampigliata sul corpo plastico. Se sul corpo non è presente la tacca a U, in prossimità del piedino 1 troverete sempre un "piccolo punto" di riferimento.

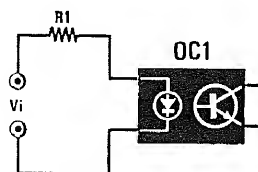



**Fig.2 Per non danneggiare il diodo emittente dovrete limitare la corrente di lavoro con una resistenza posta in serie in modo da non superare mai il valore di 10-15 milliAmper.**

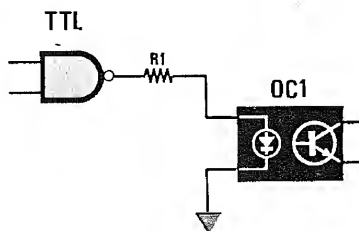



**Fig.3 Modo errato di collegare un diodo emittente all'uscita di un integrato TTL. Infatti la massima corrente che un TTL può erogare non è sufficiente per pilotare questo diodo.**

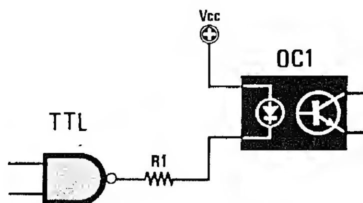



**Fig.4 Solo collegando l'Anodo del diodo alla tensione positiva dei 5 volt ed il Catodo all'uscita del TTL riuscirete a far scorrere nel diodo la corrente richiesta. Con i TTL il valore di R1 è di 330 ohm.**

## IL DIODO EMITTENTE

L'errore più comune nel quale quasi tutti incorrono è quello di non saper valutare o calcolare quanta "corrente" bisogna far scorrere nel **diodo emittente**.

Come avrete certamente notato nei dati precedentemente riportati, questo diodo **emittente** accetta una corrente massima di 50-60 milliAmper, ma come per un qualsiasi altro semiconduttore è sempre consigliabile farlo lavorare con correnti notevolmente inferiori, cioè sui **10-15 milliAmper**.

Non lasciatevi nemmeno trarre in inganno dal valore della corrente di "picco", che, come potrete constatare, risulta sempre di valore elevato (circa **2-3 Amper**), perchè si tratta di una corrente che può scorrere nel diodo come valore **limite** e di **brevissima durata**, circa **10 microsecondi**.

Una **corrente** di **10-15 milliAmper** si può far scorrere nel diodo emittente in continuità, mentre una **corrente di picco** può scorrere solo per un **brevissimo istante**, se non si vuole correre il rischio di danneggiare il diodo irreparabilmente.

Per questo motivo è necessario applicare **sempre** in serie a tale diodo una "resistenza limitatrice", che andrà calcolata tenendo presente il valore della tensione massima che andrà applicata al fotodiodo (vedi fig.2).

Il valore di questa resistenza può essere calcolato utilizzando questa semplice formula:

**R ohm = (Vcc : 15) x 1.000**

dove:
**R** = resistenza in **ohm**
**Vcc** = tensione applicata sul diodo emittente
**15** = corrente massima in milliAmper che abbiamo prefissato debba scorrere nel fotodiodo.

Ora che sapete che il valore di questa resistenza da porre in **serie** al diodo **emittente** non va scelto a caso, prendiamo in considerazione un altro "errore" che riscontriamo in parecchi schemi che appaiono in molte pubblicazioni, per la precisione quello di collegare il diodo fotoaccoppiatore all'uscita di un integrato TTL come visibile in fig.3.

Anche se tutti sanno che l'uscita di un integrato TTL passando dal **livello logico 0** al **livello logico 1** fornisce una tensione di **5 volt**, pochi sanno che la massima corrente che un TTL può erogare non supera mai **i 2 milliAmper**, pertanto con una corrente così bassa il diodo lavora in condizioni anomale.

Per pilotare correttamente un diodo emittente tramite un integrato TTL, occorre usare una diversa configurazione (vedi fig.4), cioè collegare l'Anodo del diodo alla tensione positiva dei **5 volt** ed il Ca-

todo all'uscita dell'integrato, collegando in serie una resistenza di limitazione, che potrà essere calcolata utilizzando la formula che già conosciamo:

**R ohm = (Vcc : 15) x 1.000**

Sapendo che la tensione che fornirà l'integrato TTL si aggira sui **5 volt**, il valore della resistenza da applicare in serie sarà pari a:

**(5 : 15) x 1.000 = 333 ohm**

Valore che potrà essere arrotondato a **330 ohm**.
La differenza tra l'accoppiamento di fig.3 e quello di fig.4 è rilevante.
Nello schema di fig.3 il fotoaccoppiatore viene eccitato a **livello logico 1** con la bassa corrente fornita dal TTL.
Nello schema di fig.4 il fotoaccoppiatore viene eccitato a **livello logico 0** dal TTL che, cortocircuitando a **massa** i 5 volt positivi applicati sull'Anodo, farà scorrere nel diodo la corrente richiesta.
Il fotoaccoppiatore si può collegare come visibile in fig.2, ma solo se l'integrato che pilota il fotoaccoppiatore è un **C/Mos** tipo CD.40106 - CD.4049 - CD.4011 - CD.4001 - CD.4029 - CD.4013 potrete disporre sull'uscita di una corrente di **15-20 milliAmper**.
Occorre però tenere presente che la tensione di alimentazione di un C/Mos, a differenza di quella di un integrato TTL, può variare da un minimo di **5 volt** ad un massimo di **15 volt**, pertanto il valore della resistenza limitatrice andrà calcolato in funzione di questa tensione.

**Esempio** = Ammettendo che il C/Mos che pilo terà il fotoaccoppiatore risulti alimentato a 9 volt, la resistenza da applicare in serie al diodo emittente dovrà essere scelta del seguente valore:

**(9 : 15) x 1.000 = 600 ohm**

valore che potrà essere arrotondato a **680 ohm**.

**Esempio** = Se lo stesso C/Mos venisse alimentato con una tensione di 12 volt, per non danneggiare il diodo emittente bisognerebbe inserire in serie una resistenza di diverso valore, più precisamente da:

**(12 : 15) x 1.000 = 800 ohm**

che anche in questo caso potrà essere arrotondata al valore standard di **820 ohm**.

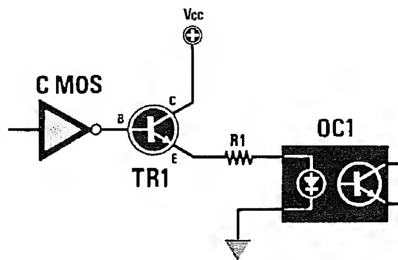



**Fig.5 Per collegare un diodo emittente ad un integrato C/Mos consigliamo di utilizzare questo schema che impiega un transistor NPN e una resistenza che calcolerete come spiegato nell'articolo.**

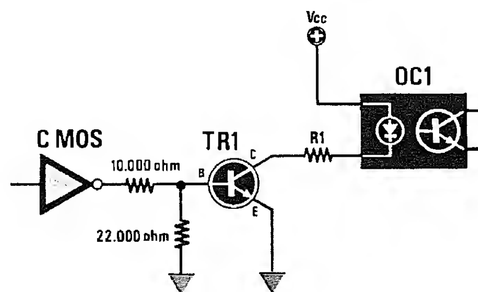



**Fig.6 Per pilotare un diodo emittente con un C/Mos potete scegliere questo schema. Per la polarizzazione di Base si utilizzeranno i valori indicati, mentre la resistenza R1 dovrà essere calcolata.**

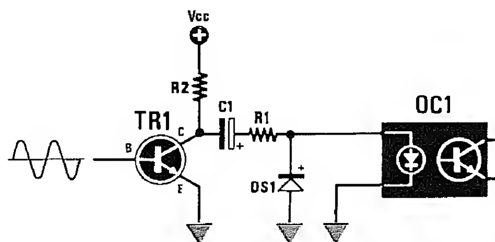



**Fig.7 Per pilotare il diodo emittente con il segnale di BF, dovrete sempre applicare dopo il condensatore elettrolitico e la resistenza R1 un diodo al silicio così da eliminare le semionde negative.**

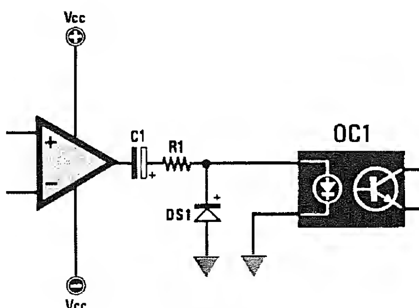



**Fig.8 Anche se utilizzerete come pilota un integrato operazionale, dovrete inserire sempre un diodo al silicio (vedi DS1) di protezione dopo il condensatore elettrolitico C1 e la resistenza R1.**

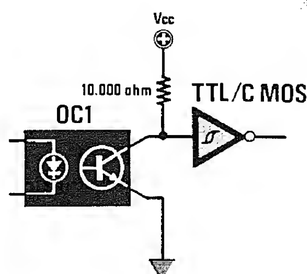



**Fig.9 L'uscita del fototransistor ricevente si potrà collegare direttamente all'ingresso di un integrato TTL o C/Mos se alimenterete il Collettore con una resistenza da 10.000 ohm.**

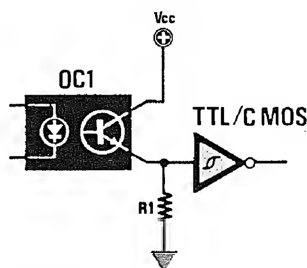



**Fig.10 Se preferite collegare l'ingresso TTL o C/Mos all'Emettitore del fototransistor, dovrete scegliere per R1 un valore di 180 ohm con i TTL, un valore di 560 ohm con i TTL/LS un valore di 1.000 ohm o più con i C/Mos.**

Usando altri tipi di C/Mos è sempre consigliabile pilotare il diodo emittente tramite un normale transistor al silicio **NPN** e a questo proposito possiamo indicarvi due diverse soluzioni.

**1°** Collegare direttamente la Base del transistor con l'uscita del C/Mos e pilotare il vostro fototransistor con l'Emettitore, calcolando il valore della resistenza R1 in funzione della tensione di alimentazione applicata sul Collettore del transistor (vedi fig.5).

**2°** Collegare il diodo emittente in serie al Collettore del transistor e pilotare la Base con un partitore resistivo composto da una resistenza da **10.000 ohm** e un'altra da **22.000 ohm** (vedi fig.6).

Il valore della resistenza da applicare in serie al vostro fotoaccoppiatore andrà calcolato come indicato in precedenza, cioè in funzione della tensione di alimentazione **Vcc**.

In pratica i due schemi sono perfettamente equivalenti e quindi la scelta dell'uno o dell'altro circuito è del tutto soggettiva.

Non sempre però il fototransistor viene utilizzato per trasferire dei segnali **digitali**, infatti se voleste realizzare un circuito per luci psichedeliche dovreste prelevare il segnale dall'uscita di un transistor finale BF che potrebbe essere alimentato a 12 - 18 o 30 volt, oppure dall'uscita di un amplificatore operazionale alimentato con una tensione duale di 12+12 volt oppure di 15+15 volt.

In questi casi per accoppiare il diodo emittente con il circuito utilizzerete un condensatore elettrolitico come si vede in fig.7 e in fig.8.

Per calcolare il valore della resistenza da porre in serie al diodo emittente, dovrete conoscere il **valore massimo** della tensione di alimentazione del circuito.

Se per pilotare il fotoaccoppiatore utilizzerete un integrato **operazionale** alimentato con una tensione **duale**, ad esempio +12/-12 volt o +15/-15 volt, dovrete considerare solo il valore della tensione **positiva** cioè **12** o **15 volt**.

Per trasferire dei segnali di **BF** con dei fotoaccoppiatori dovrete utilizzare questa seconda formula:

**R ohm = (Vcc : 25) x 1.000**

**Esempio** = Volendo collegare all'uscita di un amplificatore alimentato a **12 volt** un fotoaccoppiatore, vi serve conoscere qual è il valore di resistenza che dovete porre in **serie** al diodo emittente:

**(12 : 25) x 1.000 = 480 ohm**

perciò inserirete nel circuito una resistenza di valore standard da **470 ohm**.

**Esempio** = Se voleste invece collegare lo stesso fotoaccoppiatore all'uscita di un operazionale alimentato con una tensione **duale** di **30 + 30 volt**, dovreste prendere come valore di **Vcc = 30 volt**, quindi il valore della resistenza **R1** sarebbe di:

**(30 : 25) x 1.000 = 1.200 ohm**

Utilizzando una tensione alternata o un segnale di BF per eccitare il **fotodiodo** presente all'interno del fotoaccoppiatore, si presenta un altro inconveniente, cioè quello della semionda NEGATIVA.

Infatti se controllate le caratteristiche di un "diodo emittente", rileverete che la massima tensione INVERSA che si può applicare ad un diodo non deve superare i **5-7 volt negativi**, se vorrete evitare di "bruciarlo".

Per eliminare questo rischio è sempre consigliabile applicare in parallelo al diodo emittente un diodo al silicio, come visibile nelle figg.7-8.

Così facendo, tutte le SEMIONDE NEGATIVE verranno fugate a massa da questo diodo al silicio ed il diodo emittente all'infrarosso risulterà protetto da qualsiasi pericolosa tensione inversa.

Anche lavorando con tensioni "continue", inserire questo diodo al silicio in parallelo a quello emittente eviterà di metterlo subito fuori uso, nel caso venisse involontariamente invertita la polarità della pila o la tensione di alimentazione.

## IL FOTOTRANSITOR RICEVENTE

Come avrete certamente notato, anche se all'interno è presente un **fototransistor** ricevente, la sua Base non viene **mai utilizzata**.

In pratica la Base si potrebbe collegare a massa con una resistenza di 10-20 megaohm, ma poichè con o senza resistenza la sensibilità e le caratteristiche di funzionamento non subiscono alcuna variazione, si preferisce lasciarla "aperta".

Per pilotare integrati TTL o C/Mos, è sempre consigliabile applicare sull'uscita del fototransistor una porta INVERTER Trigger di Schmitt, quale ad esempio una 74LS14, per ottenere sulla sua uscita dei livelli logici ben definiti e perfettamente squadrati.

In fig.9 è rappresentato uno schema che collega l'ingresso dell'inverter TTL o C/Mos direttamente al Collettore del fototransistor.

La resistenza da **10.000 ohm**, inserita fra il Collettore del fototransistor ed il positivo di alimentazione, serve per fornire tensione al Collettore.

Il valore di questa resistenza, pur non essendo critico, influenzerà la velocità di commutazione del fototransistor, specialmente se in uscita risulta collegato un integrato TTL.

In pratica poichè questi circuiti lavorano sempre con segnali relativamente "lenti" (solitamente nell'ordine dei 15.000 - 20.000 Hz), si potrà scegliere un valore "standard" di 10.000 ohm.

Volendo renderlo più veloce potrete ridurre il valore di tale resistenza a circa **1.000 ohm** per i **TTL** ed a **3.300 ohm** per i **C/Mos**.

Precisiamo che non è possibile lavorare su frequenze maggiori di **50 Kilohertz**, perchè sia il diodo emittente sia il transistor ricevente risultano oltre questo limite decisamente critici da utilizzare.

Un'altra variante che si può utilizzare per trasferire dei segnali "digitali", consiste nel collegare l'ingresso della porta trigger all'Emettitore, come visibile in fig.10.

In questo caso, la resistenza posta tra l'Emettitore e la massa dovrà avere un valore ben definito, a seconda che l'inverter impiegato sia un TTL (come ad esempio un normale SN.7414) oppure un TTL tipo LS (come ad esempio un SN.74LS14) o un qualunque C/Mos (come ad esempio un CD.40106), perchè a seconda del caso prescelto, il valore di questa resistenza vi permetterà di pilotare correttamente l'ingresso dell'inverter.

Utilizzando un normale **TTL** tipo SN.7414, il valore di tale resistenza dovrà risultare di soli **180 ohm**.

Utilizzando un **TTL/LS**, tipo SN.74LS14, dovrete portare tale valore a **560 ohm**.

Utilizzando una porta logica **C/Mos**, tipo CD.40106, poichè la corrente di ingresso per questi integrati è sempre molto esigua, dovrete scegliere un qualsiasi valore compreso fra i **1.000 ohm** e i **10.000 ohm**.

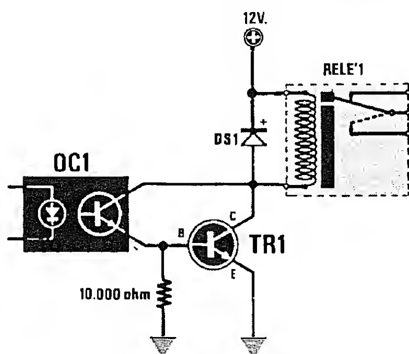
Quando si monta un circuito di questo tipo, utilizzando come **inverter** degli integrati TTL, sarebbe bene controllare che, in assenza di segnale, ai capi della resistenza non risulti mai presente una tensione maggiore di **0,4 volt**, diversamente non otterrete mai il richiesto **livello logico 0**.

Se il valore di tensione dovesse risultare maggiore di **0,4 volt**, occorrerà ridurre il valore ohmico della resistenza R1.

## PER PILOTARE RELÈ o ALIMENTARE MOTORINI

Un fototransistor si può impiegare anche per eccitare dei relè oppure per pilotare dei piccoli motorini, dei teleruttori, ecc.

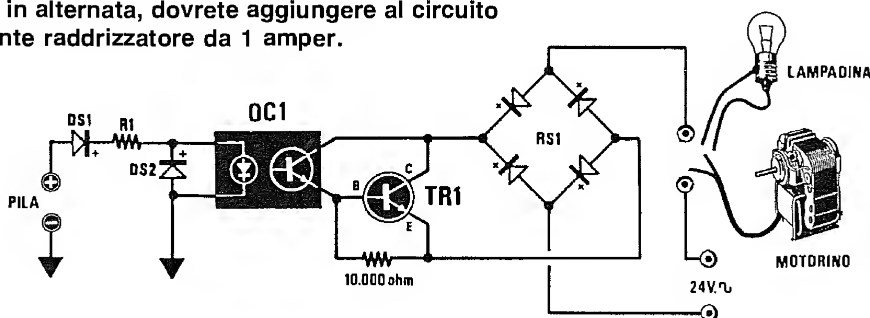
Per eccitare un relè tramite impulsi erogati in uscita da un qualsiasi computer, dovrete applicare, co-




OC1 = fotoaccoppiatore
TR1 = transistor NPN
DS1 = diodo 1N.4007
Relè = da 12 volt

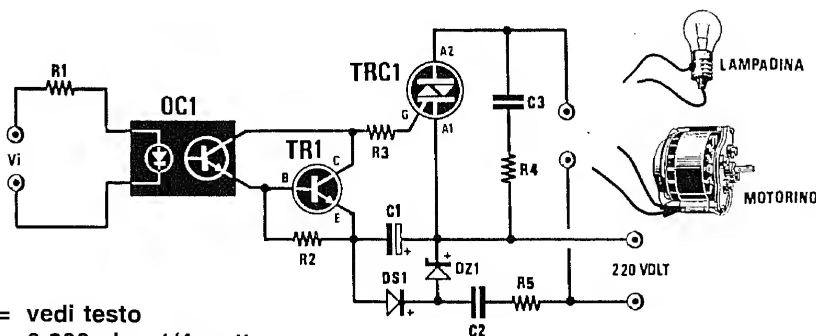
**Fig.11** Per eccitare un relè tramite un fotoaccoppiatore dovrete sempre utilizzare un transistor di media potenza di tipo NPN (vedi TR1). Il valore di R1 andrà calcolato come indicato nell'articolo.

**Fig.12** Per pilotare una lampada o un piccolo motorino in alternata, dovrete aggiungere al circuito un ponte raddrizzatore da 1 amper.




R1 = vedi testo
DS1 = diodo 1N4150
DS2 = diodo 1N4150

OC1 = fotoaccoppiatore
TR1 = transistor media potenza
RS1 = ponte da 1 amper




R1 = vedi testo
R2 = 6.800 ohm 1/4 watt
R3 = 220 ohm 1/4 watt
R4 = 100 ohm 1 watt
R5 = 1.000 ohm 1/4 watt
C1 = 47 mF elettr. 25 volt
C2 = 150.000 pF 400 V. pol.
C3 = 100.000 pF 400 V. pol.

DS1 = diodo 1N.4007
DZ1 = zener 15 volt 1 watt
OC1 = fotoaccoppiatore 4N.37 o FCD.810
TR1 = NPN tipo BC.238 - BC.237
TRC1 = Triac 400 volt 6 Amper

**Fig.13** Per eccitare teleruttori, accendere lampade o alimentare motorini con tensioni di rete a 220 volt, dovrete necessariamente utilizzare un diodo Triac ed aggiungere un circuito di alimentazione per TR1.

R1 = 100.000 ohm
R2 = 100.000 ohm
R3 = 1 megaohm
R4 = 5.600 ohm
C1 = 100.000 pF poliestere
OC1 = fotoaccoppiatore
TR1 = NPN tipo BC.237 - BL.238
IC1 = SN.74LS14
DS1 = diodo 1N4150

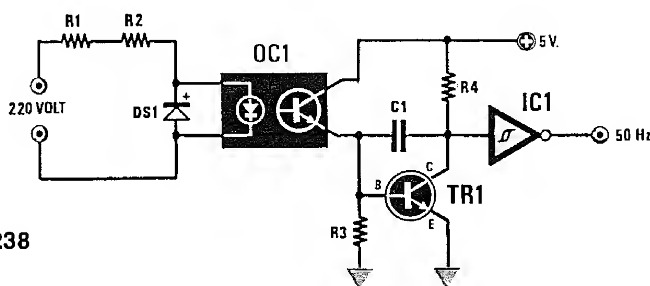
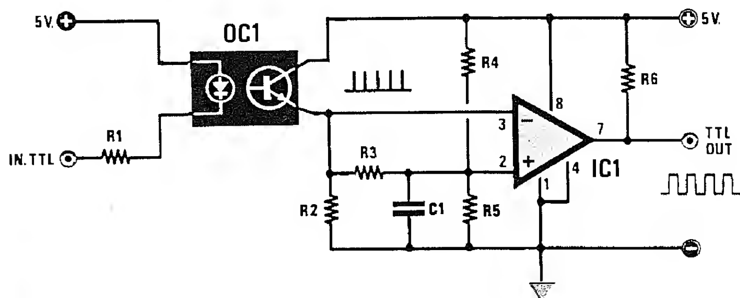



Fig.14 Circuito da utilizzare per prelevare dalla rete una frequenza di riferimento di 50 Hz o di 100 Hz, se sull'ingresso viene applicato un ponte raddrizzatore.




R1 = 100 ohm
R2 = 47.000 ohm
R3 = 1.000 ohm
R4 = 1.000 ohm
R5 = 1.000 ohm 1/4 watt
R6 = 1.000 ohm 1/4 watt
C1 = 10.000 pF poliestere
OC1 = fotoaccoppiatore
IC1 = LM.311

Fig.15 Per trasferire tramite fotoaccoppiatore dei segnali TTL ad altri circuiti TTL, vi consigliamo lo schema visibile in figura.

R1 = 100.000 ohm
R2 = 100.000 ohm
R3 = 1.000 ohm
R4 = 4.700 ohm trimmer
R5 = 1.000 ohm 1/4 watt
C1 = 1 mF poliestere
C2 = 1 mF poliestere
OC1 = fotoaccoppiatore
IC1 = TL.081

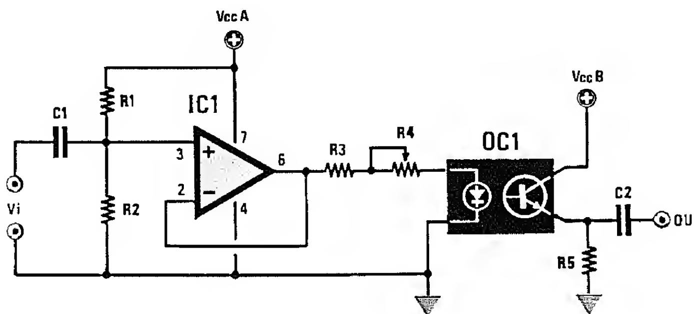
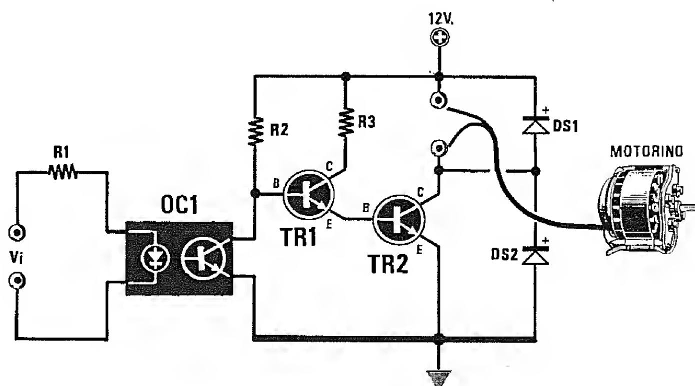



Fig.16 Per trasferire dei segnali lineari di BF senza eccessiva distorsione, potrete utilizzare questo schema che abbiamo collaudato. Potete leggere nell'articolo come si tara il trimmer R4.




R1 = 680 ohm (vedi testo)
R2 = 12.000 ohm
R3 = 470 ohm
DS1-DS2 = diodi 1N4007
OC1 = fotoaccoppiatore
TR1 = NPN tipo BD.139
TR2 = NPN di potenza TIP.142

**Fig.17 Per alimentare dei piccoli motorini in CC con tensioni comprese tra 10-20 volt potrete utilizzare questo schema. Il transistor TR2 va applicato sopra ad un'aletta di raffreddamento. I due transistor TR1-TR2 possono essere sostituiti con un Darlington di potenza.**

**Fig.18 Interfaccia per trasferire dei segnali lineari di Bassa Frequenza. Il trimmer R4 va tarato per la minima distorsione sull'uscita.**

R1 = 100.000 ohm
R2 = 100.000 ohm
R3 = 56.000 ohm
R4 = 10.000 ohm trimmer
C1 = 10 mF elettrolitico
C2 = 100.000 pF
C3 = 100.000 pF
C4 = 10 mF elettrolitico
IC1 = integrato TL.081
OC1 = fotoaccoppiatore

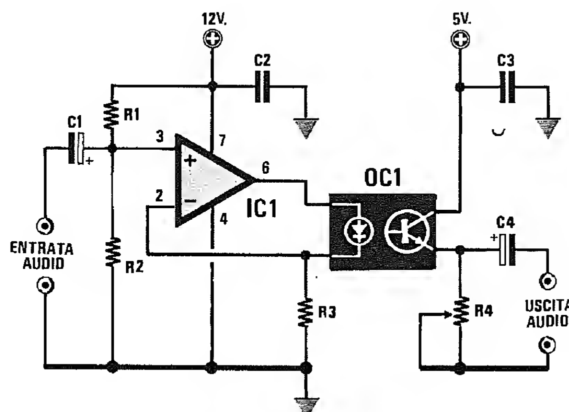
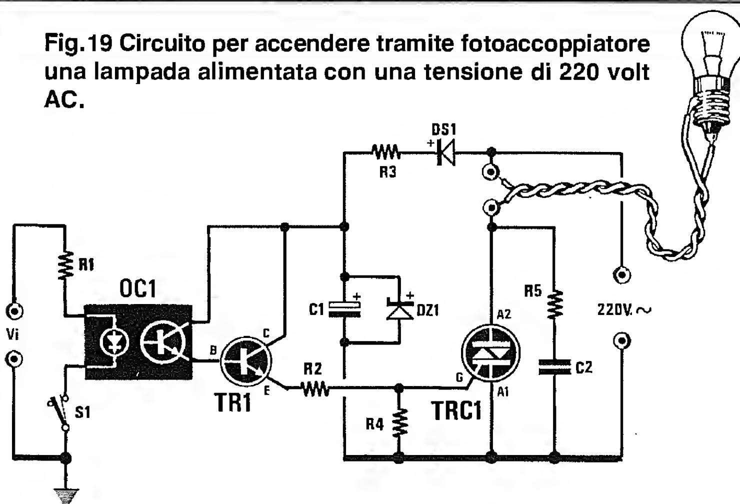



**Fig.19 Circuito per accendere tramite fotoaccoppiatore una lampada alimentata con una tensione di 220 volt AC.**




R1 = 680 ohm (vedi testo)
R2 = 47 ohm
R3 = 22.000 ohm 5 watt
R4 = 10.000 ohm
R5 = 100 ohm 1 watt
C1 = 100 mF elettrol. 63 volt
C2 = 220.000 pF 400 volt
DS1 = diodo 1N4007
DZ1 = zener 10 volt 1 watt
TR1 = NPN tipo BC.337 o equiv.
TRC1 = Triac 400-600 volt 10 A.

me si vede in fig.11, una resistenza di circa **10.000** ohm tra l'Emettitore del fototransistor e la massa, poi collegare su tale uscita la Base di un transistor di media potenza, come ad esempio un BD.137, in grado di erogare un massimo di **0,5 Amper**.

Il relè da applicare in serie al Collettore di questo BD.137 andrà scelto ovviamente in funzione della tensione di alimentazione, cioè se alimenterete questo transistor con 12 volt, utilizzerete un relè da 12 volt, se lo alimenterete con 24 o 28 volt, dovrete inserire un relè idoneo a lavorare con tale tensione.

Il diodo led collegato in parallelo alla bobina del relè ed al diodo al silicio **DS1** di protezione, vi permetterà di appurare quando il relè risulta eccitato (led acceso) o diseccitato (led spento).

In tale schema non è riportato il valore della resistenza R1, posta in serie al diodo led, in quanto esso dipende dalla tensione di alimentazione utilizzata.

Per calcolare il valore di questa resistenza, potrete utilizzare la seguente formula:

**R in ohm = (Vcc : 15) x 1.000**

**Esempio** = Ammesso che la tensione di alimentazione **Vcc** risulti di **12 volt**, il valore della resistenza da porre in serie a questo diodo led risulterà pari a:

**(12 : 15) x 1.000 = 800 ohm**

Se vorrete ottenere da tale diodo una maggiore luminosità, utilizzerete una resistenza da **680 ohm**, se invece vorrete minore luminosità, ne sceglierete una da **820 ohm**.

Nello stesso circuito in sostituzione del relè potrete collegare anche un qualsiasi motorino in **CC**.

Se tale motorino assorbisse una corrente maggiore di **0,5 Amper**, anzichè utilizzare come transistor un comune **BD.137**, dovreste utilizzare un "darlington" di potenza.

Se il motorino da collegare in uscita anzichè risultare in CC, fosse in alternata, lo schema andrebbe modificato come visibile in fig.12, cioè inserendo tra Emettitore e Collettore del BD.137 un ponte raddrizzatore da 1 Amper massimo.

Anche in questo caso se la corrente assorbita dal motorino risultasse superiore a 0,5 Amper, dovreste sostituire il transistor BD.137 con un darlington di potenza ed utilizzare un ponte raddrizzatore (o quattro diodi raddrizzatori posti a ponte), capace di fornire la massima corrente richiesta.

Come tensione massima di alimentazione sarà bene non superare i 28 - 29 volt.

Sostituendo nello schema di fig.12 il motorino con l'elettrocalamita di un tiro porta, potreste realizzare una semplice "serratura elettronica".

Per eccitare dall'esterno il vostro relè sarà sufficiente toccare con una pila da **9 volt** i due terminali d'ingresso **+/-** indicati con la scritta **pila**, come si vede in fig.12.

Il diodo al silicio DS1, posto sull'ingresso, serve per evitare di bruciare il fotodiodo se la pila viene collegata, per errore, in senso inverso.

## PER ECCITARE DEI TRIAC

Per pilotare dei Triac si potrebbe sfruttare lo schema universale riportato in fig.13.

Come è possibile constatare, il transistor NPN di bassa potenza, collegato all'uscita del fotoaccoppiatore, viene alimentato direttamente dalla tensione di rete a 220 volt tramite la resistenza **R5** da **1.000 ohm** 1 watt ed il condensatore **C2** da **150.000 pF** 400 volt lavoro.

La tensione raddrizzata dal diodo al silicio **DS1** ed infine stabilizzata sui **15 volt** dal diodo zener **DZ1** serve per alimentare il transistor.

In presenza di Triac che richiedono elevate **correnti** di **Gate** per eccitarsi, potrete sostituire la resistenza **R3** da **220 ohm** con una da **150 ohm**, in modo da aumentare la corrente di innesco.

## FREQUENZA DI RIFERIMENTO A 50 Hz

Per far funzionare degli orologi con la frequenza di rete a **50 Hz** oppure per ottenere dei segnali di sincronismo sempre a **50 Hz**, potrete prelevare questa frequenza direttamente dalla rete con lo schema riportato in fig.14.

Il transistor NPN, collegato sull'uscita del fotoaccoppiatore, ed il condensatore da 100.000 pF, collegato fra la Base ed il Collettore di tale transistor, servono per filtrare la frequenza di rete ed eliminare così da questa eventuali impulsi spuri.

Il segnale a 50 Hz così ottenuto giungerà dal Collettore del transistor sull'ingresso di un inverter a trigger di Schmitt, sulla cui uscita potrete prelevare un segnale ad onda quadra amplificato e perfettamente squadrato.

## LINEA DI TRASFERIMENTO da TTL a TTL

Come abbiamo precedentemente accennato, poichè i fotoaccoppiatori sono in grado di trasferire senza alcuna difficoltà segnali la cui frequenza non superi normalmente i **50 Kilohertz**, si potrebbe supporre che questo sia il loro limite massimo.

Al contrario collegando sull'uscita del fotoaccoppiatore un comparatore tipo **LM.311** (come si vede in fig.15), si riescono a raggiungere frequenze attorno ai **100 Kilohertz**.

Come potrete constatare, sull'**ingresso invertente** dell'integrato **LM.311** viene direttamente applicato il segnale presente sull'Emettitore del fototransistor, mentre sull'**ingresso non invertente** tale segnale giunge tramite un "integratore" composto dalla resistenza R3 e dal condensatore C1.

Questo circuito vi permette di ottenere sull'uscita dell'integrato LM.311 degli impulsi "più larghi", perfettamente idonei a pilotare integrati TTL.

Modificando il valore del condensatore C1, potrete variare proporzionalmente la larghezza di tali impulsi, così con 10.000 pF o 12.000 pF otterrete degli impulsi molto **larghi**, mentre, diminuendo tale valore a 8.200 pF o a 6.800 pF, otterrete degli impulsi più **stretti**.

## TRASFERIMENTO SEGNALI LINEARI

Negli esempi fin qui presi in esame abbiamo considerato solo segnali logici, cioè trasmissioni di impulsi a **livelli logici 1** o **0**, ma non abbiamo ancora indicato come sia possibile utilizzare questi fotoaccoppiatori per segnali "lineari", cioè per trasferire dei segnali di BF dal fotodiodo al fototransistor.

Siamo certi che finora avete visto pochi schemi per questo tipo di applicazione perchè, avendo il fotoaccoppiatore il difetto di **non risultare** lineare, se nel trasferimento di un segnale sinusoidale non si adottano dei semplici, ma necessari accorgimenti, si avranno delle notevoli distorsioni.

Lo schema che vi proponiamo, visibile in fig.16, vi permetterà di trasferire dal diodo emittente al transistor ricevente un qualsiasi segnale di BF, da un minimo di **20 Hz** ad un massimo di **20.000 Hz**, senza alcuna distorsione.

Come potrete constatare, il diodo emittente dovrà essere pilotato con un operazionale tipo **TL.081**, alimentato con una **tensione singola** che da un minimo di **10 volt** non vada oltre i **15 volt** (vedi **VccA**).

Ovviamente il fototransistor ricevente andrà alimentato con una tensione separata dalla precedente (vedi **VccB**), perchè un fotoaccoppiatore serve appunto per isolare elettricamente lo stadio d'ingresso da quello d'uscita.

Una volta montato il circuito, per ottenere un **trasferimento lineare** dovrete semplicemente ruotare il **trimmer R4**, posto in serie al fotoaccoppiatore, fino a leggere sulla resistenza **R5**, posta in serie all'Emettitore del transistor, una tensione pari alla METÀ della tensione di alimentazione **VccB** applicata sul Collettore.

Se alimentaste il fototransistor con una tensione **VccB** di 9 volt, dovreste regolare il **trimmer R4** fino a leggere ai capi della **R5** una tensione di **4,5 volt**.

Se invece alimentaste il fototransistor con una tensione di **15 volt** è intuitivo che il **trimmer R4** andrebbe regolato fino a leggere ai capi della resistenza **R5** una tensione di **7,5 volt**.

Il segnale di BF presente ai capi di questa resistenza andrà poi applicato ad un amplificatore tramite un condensatore di disaccoppiamento che abbia una capacità di 1 **microFarad**, se si desidera che i segnali a frequenza più bassa, cioè inferiori a 100 Hz, vengano trasferiti senza un'apprezzabile attenuazione.

## FOTODIAC per SCR e TRIAC

Per eccitare dei diodi SCR e TRIAC perfettamente in fase con la tensione di rete anzichè utilizzare dei comuni fotoaccoppiatori è preferibile utilizzare dei **fotodiac** contenenti al loro interno un **fotodiodo emittente** ed un **fotodiac ricevente**.

Sul **fotodiodo emittente** applicherete la resistenza R1 che calcolerete con la solita formula:

**R in ohm = (Vcc : 15) x 1.000**

Come visibile in fig.21, il piedino 6 del **fotodiac** dovrà essere collegato all'Anodo del Triac tramite le due resistenze R2-R3 ed il condensatore al poliestere C1 da **1 microFarad 400 volt lavoro**.

Le connessioni dello zoccolo di questo **fotodiac** potete vederle in fig.1.

## LE DIVERSE ZOCCOLATURE

Per completare questo articolo abbiamo riportato in fig.1 le connessioni e la zoccolatura dei più comuni fotoaccoppiatori utilizzati in campo industriale ed hobbistico.

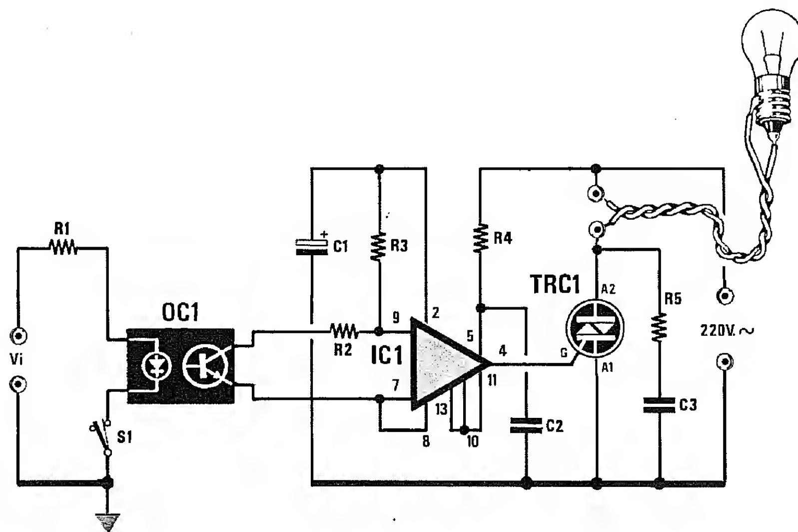
A questi abbiamo aggiunto altri tipi di fotoaccoppiatori, meno diffusi, ma che comunque è utile conoscere anche solo a titolo informativo.

Esistono infatti anche dei fotoaccoppiatori bidirezionali ed altri con il fototransistor collegato internamente in darlington con un transistor preamplificatore (vedi fig.1).

In altri modelli, dentro lo stesso involucro, sono presenti due fotoaccoppiatori oppure quattro, come si vede in fig.1.

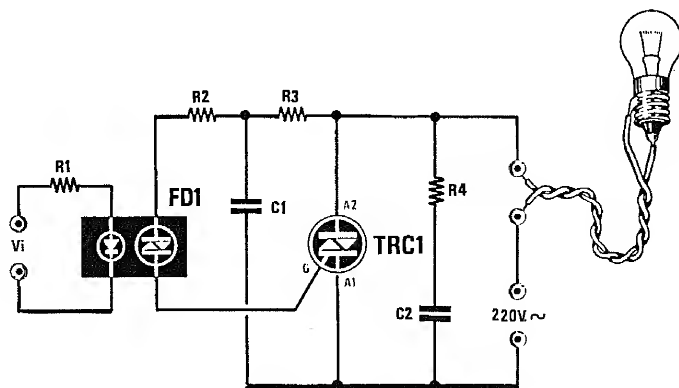
Vi sono ancora dei minuscoli contenitori plastici provvisti di soli 4 piedini, due per il diodo emittente e due per il fototransistor, con la Base scollegata.

Quando inserirete nello zoccolo un fotoaccoppiatore, dovrete fare molta attenzione al "punto di riferimento" posto sul suo corpo, quasi sempre riportato vicino al piedino 1.




R1 = 680 ohm (vedi testo)
R2 = 47.000 ohm
R3 = 10.000 ohm
R4 = 22.000 ohm 2 watt
R5 = 100 ohm 1 watt
C1 = 100 mF elettrol. 63 volt
C2 = 10.000 pF 400 volt
C3 = 220.000 pF 400 volt
OC1 = fotoaccoppiatore
IC1 = integrato CA.3059 RCA
TRC1 = Triac 400-600 volt 10 A.

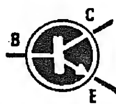
**Fig.20 Circuito con Triac sincronizzato sulla frequenza di rete a 50 Hz.**

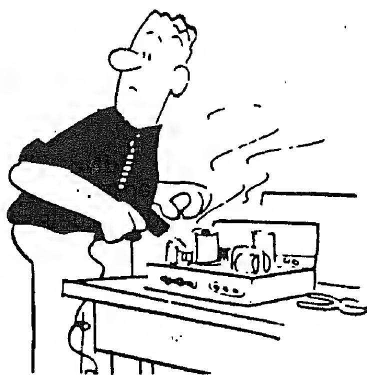



R1 = 560 ohm (vedi testo)
R2 = 100 ohm
R3 = 1.000 ohm
R4 = 100 ohm 2 watt
C1 = 100.000 pF 400 volt
C2 = 220.000 pF 400 volt
FD1 = fotodiac MCP.3020
TRC1 = Triac 400-600 volt 10 A.

**Fig.21 Circuito che utilizza come accoppiatore un FOTODIAC direttamente collegato alla tensione di rete dei 220 volt.**

# COME CALCOLARE le RESISTENZE di POLARIZZAZIONE di un TRANSISTOR



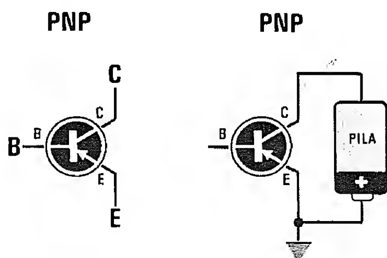



**Fig.1 Il transistor PNP si riconosce perchè in ogni schema elettrico la freccia dell'Emettitore è rivolta verso la Base. Il Collettore di questo transistor dovrà sempre essere alimentato da una tensione "negativa".**

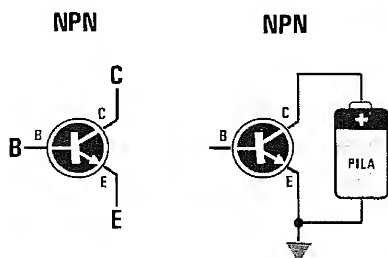



**Fig.2 Il transistor NPN si riconosce perchè in ogni schema elettrico la freccia dell'Emettitore è rivolta verso l'esterno. Il Collettore di questo transistor dovrà sempre essere alimentato con una tensione "positiva".**

Come già saprete esistono due categorie di transistor, quelli classificati **NPN** e quelli classificati **PNP**.

Dalla sigla del transistor non è possibile dedurre se si tratta di un **NPN** o di un **PNP**, mentre guardando uno schema elettrico è facile scoprirlo perchè, convenzionalmente, il **PNP** viene disegnato con la **freccia** dell'Emettitore rivolta verso l'interno (vedi fig.1), mentre l'**NPN** con la **freccia** rivolta verso l'esterno (vedi fig.2).

In un transistor **PNP** il **negativo** di alimentazione va applicato sul **Collettore** ed il positivo a **Massa** come visibile in fig.1.

In un transistor **NPN** il **positivo** di alimentazione va applicato sul **Collettore** ed il **negativo** a **Massa** (vedi fig.2).

Per stabilire con quale polarità di alimentazione occorra alimentare un transistor, si potrà quindi seguire questa regola:

- La prima lettera **P** o **N** rappresenta la polarità della tensione da applicare sull'**Emettitore** del transistor e la seconda lettera **PN** - **NP** quella da applicare sul **Collettore**.

Nel caso del transistor **PNP**, risultando la prima lettera una **P = positivo**, si dovrà collegare a **massa il positivo** della pila ed al **Collettore** il **negativo** (vedi fig.1).

Nel caso di un transistor **NPN**, risultando la prima lettera una **N**, si dovrà collegare a **massa** il **negativo** della pila ed al **Collettore** il **positivo** (vedi fig.2).

Risolto il problema della polarità di alimentazione, le formule che riporteremo per calcolare il valore delle resistenze di polarizzazione, il guadagno, ecc., risulteranno valide sia per i transistor **NPN** che per i transistor **PNP**.

## SIMBOLOGIA E SIGNIFICATO

Prima di procedere sarà utile indicare la simbologia utilizzata nelle formule che riporteremo:

**Vcc = tensione di alimentazione in volt**
**Vc = tensione sul Collettore in volt**
**Vb = tensione sulla Base in volt**
**Ve = tensione sull'Emettitore in volt**
**Vbe = tensione tra Base ed Emettitore in volt**

**Ic = corrente di Collettore in milliamper**
**Ib = corrente di Base in milliamper**
**Ie = corrente di Emettitore in milliamper**
**Ip = corrente Partitore di Base in milliamper**

**Rc = resistenza di Collettore in Kiloohm**
**Re = resistenza di Emettitore in Kiloohm**
**Zi = impedenza d'ingresso in Kiloohm**
**Zc = impedenza di carico in Kiloohm**

## IL TRANSISTOR AMPLIFICATORE

Il transistor è un dispositivo che **amplifica in corrente**, quindi una piccola variazione della corrente di Base darà come risultato una elevata variazione di corrente sul suo Collettore.

Se possedete un comune transistor preamplificatore di BF, potrete subito rendervi conto di quanto affermiamo, realizzando il circuito riprodotto in fig.3.

Se ruoterete il cursore del trimmer **R5** in modo da leggere tra Collettore e Massa una tensione di circa 6 volt, potrete constatare quanto segue:

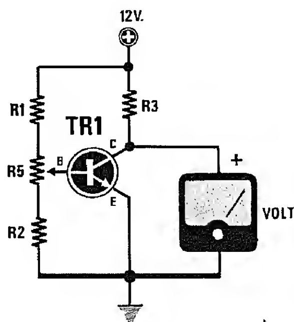



**Fig.3 Schema da usare come test:**
**R1 = 150 Kiloohm**
**R2 = 15 Kiloohm**
**R3 = 2,2 Kiloohm**
**R5 = 4,7 Kiloohm trimmer**
**TR1 = NPN di qualsiasi tipo**

- Se ruoterete il cursore del trimmer **R5** verso la resistenza **R1**, aumenterà la tensione sulla Base del transistor e di conseguenza questa assorbirà **maggior** corrente.

Aumentando la corrente di Base, **aumenterà** proporzionalmente la corrente di Collettore e ciò provocherà una **maggior** caduta di tensione sulla resistenza **R3**.

- Se ruoterete il cursore del trimmer **R5** verso la resistenza **R2**, diminuirà la tensione sulla Base del transistor e di conseguenza questo assorbirà **minor** corrente.

Riducendo la corrente di Base, si **abbasserà** proporzionalmente la corrente di Collettore e ciò provocherà una **minor** caduta di tensione sulla resistenza **R3**.

Infatti, più corrente scorrerà ai capi della resistenza **R3** posta in serie al Collettore, più alta risulterà la caduta di tensione, come è possibile rilevare con la nota **Legge di Ohm**:

**Volt = R3 x Ic**

**NOTA**: il valore della resistenza **R3** è espresso in **Kiloohm** e quello della corrente **Ic** in **milliamper.**

Pertanto, se con il trimmer a metà corsa nel Collettore del transistor scorrerà una corrente di **2 milliamper**, sulla resistenza **R3** da **3,3 Kiloohm** collegata tra il Collettore ed il Positivo di alimentazione si otterrà una caduta di tensione pari a:

**3,3 x 2 = 6,6 volt**

Poichè la tensione di alimentazione risulta di **12 volt**, sul Collettore sarà presente una tensione di:

**12 - 6,6 = 5,4 volt**

Se ruotando il trimmer **R5** verso la **R1** faremo salire la corrente di Collettore a **3 milliamper**, la resistenza **R3** provocherà una caduta di tensione pari a:

**3,3 x 3 = 9,9 volt**

pertanto tra Collettore e massa risulterà presente una tensione di:

**12 - 9,9 = 2,1 volt**

Se a questo punto ruoteremo il trimmer **R5** verso la resistenza **R2**, ridurremo la corrente di Collettore a circa **1 milliamper** e, così facendo, la resistenza **R3** provocherà una caduta di tensione di:

**3,3 x 1 = 3,3 volt**

pertanto tra Collettore e massa risulterà presente una tensione di:

**12 - 3,3 = 8,7 volt**

Per conoscere le variazioni di **tensione** presenti sul Collettore al variare della corrente assorbita, potremo tracciare su un foglio di carta a quadretti una **retta** come quella visibile in fig.4.

Conoscendo la **Vcc** che nel nostro esempio sappiamo risultare **di 12 volt**, dovremo calcolare la **corrente massima** di saturazione, che potremo ricavare da questa semplice formula:

**Ic = (Vcc : R3 in Kiloohm)**

quindi avremo:

**12 : 3,3 = 3,63 milliamper**

Tracciata questa retta, in funzione della tensione presente sul Collettore potremo conoscere la corrente assorbita dal transistor o viceversa.

Se ruotando il trimmer **R5** leggeremo sul Collettore una tensione di **2,1 volt**, il transistor assorbirà **3 mA** (vedi fig.4), se invece leggeremo **8,7 volt**, il transistor assorbirà solo **1 mA** (vedi fig.5).

Se regoleremo il trimmer **R5** in modo da leggere sul Collettore una tensione di circa **8 volt**, avvicinando al corpo del transistor la punta di un saldatore, noteremo che più il transistor si **scalda**, più **aumenta** la **corrente** di Collettore.

Se il corpo di un transistor si **scalda** esageratamente, s'innesca un fenomeno chiamato **effetto valanga**, che determina la sua autodistruzione.

Per evitare questo **effetto valanga** occorre raffreddare il transistor con una aletta di raffreddamento o applicare in serie all'Emettitore una **resistenza di reazione** (vedi **R4** in fig.6).

Questa resistenza permette di determinare il **massimo guadagno** e di controllare la stabilità termica del transistor.

In altre parole se prendiamo tre identici transistor con un **beta** (guadagno) di **100-200-300 volte**, inserendo questa resistenza **R4** di **reazione**, anche se questi tre transistor dispongono di un **guadagno** diverso, potremmo fare in modo che essi **amplifichino** un segnale secondo un valore che potremo noi stessi prefissare.

## GUADAGNO in CC

Per calcolare il **guadagno** di un qualsiasi stadio preamplificatore provvisto della **resistenza di reazione** (vedi fig.6), è sufficiente eseguire questa semplice operazione:

**Guadagno = R3 : R4**

Dove la **R3** è la resistenza posta sul **Collettore** e la **R4** la resistenza posta sull'**Emettitore**, entrambe espresse in **Kiloohm**.

Quindi se **R3** risulta da **4,7 Kiloohm** ed **R4** da **0,22 Kiloohm** (cioè 220 ohm), il guadagno di questo stadio risulterà pari a:

**4,7 : 0,22 = 21,36 volte**

Variando i valori di una delle due resistenze potremo modificare il guadagno, ad esempio, lasciando invariata la **R4** sugli **0,22 Kiloohm** ed elevando il valore della **R3 a 10 Kiloohm**, otterremo un guadagno di:

**10 : 0,22 = 45,45 volte**

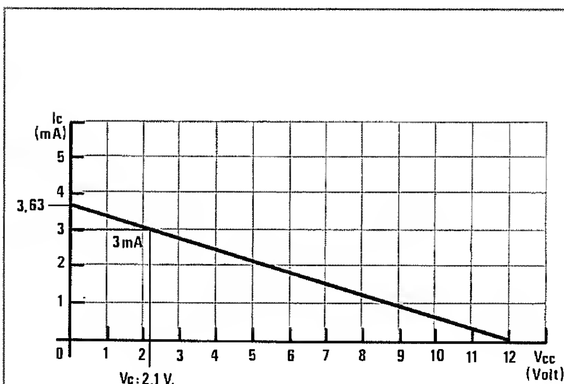



**Fig.4 Per conoscere le variazioni di tensione e corrente presenti sul Collettore, potrete tracciare su un foglio un grafico, ponendo sulla linea verticale i valori di corrente e sull'orizzontale quelli di tensione in volt.**

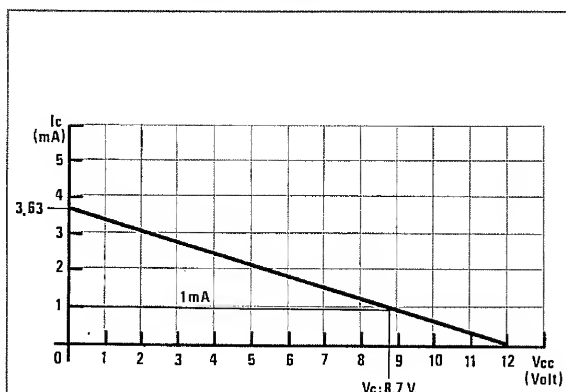



**Fig.5 Se ruoterete il trimmer R5 in modo da leggere sul Collettore una tensione di 2,1 volt, il transistor assorbirà 3 mA (vedi fig.4), mentre se lo ruoterete per leggere una tensione di 8,7 volt, il transistor assorbirà 1 mA.**

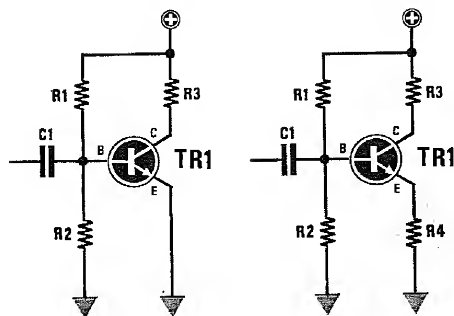



**Fig.6 Inserendo in serie all'Emettitore una resistenza di reazione (vedi R4), potrete prefissare il massimo "guadagno" di questo stadio amplificatore.**

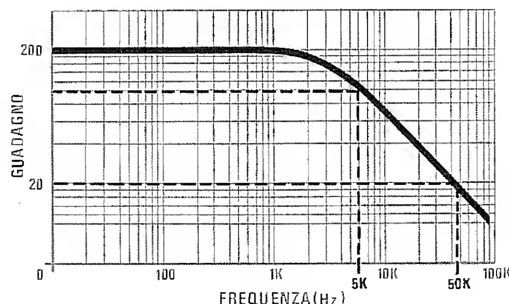



**Fig.7 Più alto risulta il "guadagno" più ristretta risulterà la banda passante. Per realizzare degli stadi Hi-Fi, vi consigliamo di far guadagnare ogni stadio non più di 20 volte.**

Lasciando invece invariato il valore della resistenza **R3 = 4,7 Kiloohm** ed abbassando il valore della **R4 a 0,15 Kiloohm** (pari a 150 ohm), otterremo un guadagno di:

**4,7 : 0,15 = 31,33 volte**

## BASSO GUADAGNO + VANTAGGI

Prima di passare a spiegarvi come dimensionare un preamplificatore a transistor, riteniamo opportuno soffermarci sul fattore **guadagno**.

È normale che, possedendo un transistor con elevato **guadagno** si cerchi di farlo preamplificare per **il massimo** consentito, perchè, disponendo di un transistor con un **Beta** di **500**, usarlo per amplificare un segnale solo di **20 volte** sembrerebbe sprecato.

In pratica conviene sempre tenere il guadagno di uno stadio amplificatore **molto basso** per i seguenti motivi:

- si riduce il **rumore**
- si ottiene una larghezza di banda più **elevata**
- si aumenta la **stabilità termica** del transistor
- si possono utilizzare dei valori di resistenza **standard** ben diversi da quelli calcolati con le formule.

A proposito della **larghezza di banda**, se vorrete realizzare degli stadi preamplificatori Hi-Fi vi converrà far guadagnare al transistor meno di **20 volte**, perchè, come evidenziato in fig.7, più aumenta il **guadagno** più si riduce la banda passante sulle frequenze **acute**.

Per quanto concerne la stabilità **termica** è abbastanza intuitivo che, applicando sull'Emettitore una resistenza, si **riduce** il guadagno e, in tal modo, essendo **minore** la corrente che scorrerà nel suo Collettore il transistor **scalderà** meno.

Calcolando i valori delle resistenze di Collettore e di Base, il più delle volte vi accadrà di ottenere valori che mai troverete in commercio, per cui sarete costretti ad inserire valori **standard** e ciò determinerà una variazione sia della corrente di Collettore che di quella di Base.

Se il **guadagno** dello stadio è **basso**, anche utilizzando valori di resistenza non perfettamente **identici** a quelli richiesti, non modificherete mai le caratteristiche del vostro preamplificatore.

Pertanto, se vi trovaste nella necessità di dover preamplificare un segnale di **50-100 volte**, vi converrà sempre **utilizzare due stadi preamplificatori** anzichè uno solo.

Se desidererete ottenere un'amplificazione di **50 volte**, vi converrà far guadagnare il primo stadio **10 volte** ed il secondo stadio **5 volte** e, così facendo, otterrete un guadagno totale di **10 x 5 = 50 volte**.

Se desidererete raggiungere un'amplificazione di **100 volte**, vi converrà realizzare due stadi con un guadagno di **10 volte** e, così facendo, otterrete un totale di **10 x 10 = 100 volte**.

Altre regole fondamentali per realizzare dei semplici **stadi preamplificatori (non valide** per stadi finali), sono le seguenti:

- Cercate di prefissare la **tensione di riposo** del Collettore quasi sempre a **metà valore** rispetto la tensione di alimentazione **Vcc**.

Pertanto, se alimenterete il transistor a **9 volt**, prefissate la tensione di riposo a **4,5 volt**, se lo alimenterete a **12 volt**, prefissate la tensione di riposo a **6 volt**, ecc.

- Non cercate di ottenere segnali amplificati la cui tensione **volt picco-picco** raggiunga il valore dei volt di **alimentazione**, perchè otterreste dei segnali **distorti**.

Se vorrete ottenere un segnale in uscita di **10 volt picco-picco**, sarà bene che alimentiate il transistor con una tensione di **15 volt**.

Se disponete di un'alimentazione di **9 volt**, vi consigliamo di limitare l'ampiezza del segnale amplificato sul valore di **6 volt picco-picco**.

In pratica, se il segnale non supera il **70%** del valore della tensione **Vcc**, il vostro amplificatore **non distorcerà** mai, sempre inteso che la tensione di **riposo** di Collettore risulti prefissata a **metà tensione** di alimentazione, diversamente, dovrete limitare ancor più l'ampiezza massima dei volt picco-picco (vedi figg.12-13).

## UN CONTROLLO SENZA OSCILLOSCOPIO

Anche se non possedete un oscilloscopio, potrete facilmente rendervi conto di quanto poc'anzi abbiamo detto guardando le figg.8-9-10.

Se la **Vcc** (tensione di alimentazione) risulta di **12 volt** e la **Vc** (tensione di riposo del Collettore) risulta identica a **metà** tensione di alimentazione, potrete benissimo amplificare fino ad ottenere una sinusoide di **10 volt picco-picco**, cioè, partendo dai **6 volt** di riposo del Collettore, potrete far giungere la semionda positiva fino ad un **massimo di 11 volt** e la semionda negativa fino ad un **minimo di 1 volt** (vedi fig.8).

Poichè raramente la tensione di Collettore risulterà **metà** della tensione di alimentazione, per il semplice motivo che per la polarizzazione di Base abbiamo dovuto forzatamente usare delle resistenze di valore **standard**, se questa tensione risulterà **minore**, amplificando esageratamente verranno mozzate le semionde **negative** (vedi fig.9).

Se la tensione di Collettore risulterà **maggiore** (vedi fig.10), amplificando esageratamente verranno mozzate le semionde **positive**.

Se calcolerete il transistor per un guadagno notevolmente **inferiore** al massimo raggiungibile, la sinusoide non verrà mai **tagliata** sulle due estremità, positiva e negativa (vedi figg.12-13), anche se la tensione di riposo del Collettore non risulterà esattamente centrata a **metà** tensione di alimentazione.

## SEMPLICE SISTEMA DI CALCOLO

Il sistema che vi proponiamo vi permetterà di ottenere, a calcolo ultimato, uno stadio che funzionerà in modo perfetto senza alcuna distorsione.

Il primo dato che ci necessita è lo **Zc**, cioè il valore del **carico** applicato sul Collettore.

Infatti, il segnale presente sul Collettore verrà necessariamente collegato ad un secondo stadio amplificatore (vedi fig.14), che dispone sempre di una **resistenza** collegata tra Base e massa.

Questa **resistenza**, anche se disaccoppiata da un condensatore, altera il **guadagno** del nostro stadio preamplificatore, quindi se la ignoreremo nei nostri calcoli il preamplificatore potrà **distorcere**.

Per evitare questo inconveniente, è importante che la resistenza **R3** che applicheremo sul Collettore risulti **minore** di almeno **10 volte** rispetto il valore dell'impedenza di carico, oppure che la **Zc** risulti **10 volte maggiore** della resistenza **R3**.

Perciò, se la resistenza **Base/massa** del secondo stadio risulterà, ad esempio, di **47 Kiloohm**, nel Collettore del nostro transistor dovremo inserire una resistenza che non risulti mai maggiore di:

**47 : 10 = 4,7 Kiloohm**

Se nel Collettore è presente una resistenza **R3** da **2,2 Kiloohm**, non potremo mai collegare un **secondo** stadio amplificatore che abbia una resistenza tra **Base/massa** minore di:

**2,2 x 10 = 22 Kiloohm**

Detto questo, supponiamo che il preamplificatore che desideriamo costruire debba avere queste caratteristiche:

**Guadagno medio = 15 volte**
**Alimentazione (Vcc) = 12 volt**
**Impedenza (Zc) = 47 Kiloohm**

Con questi dati potremo già iniziare a calcolare tutti i valori delle resistenze richieste per la polarizzazione di **Base** e di **Collettore**.

## CALCOLO RESISTENZA COLLETTORE = R3

Sapendo che lo **Zc** è di **47 Kiloohm**, dovremo scegliere per la resistenza di Collettore **R3** un valore **minore** di **10 volte**, cioè di:

**R3 = 47 : 10 = 4,7 Kiloohm**

## CALCOLO RESISTENZA EMETTITORE = R4

Volendo che il nostro transistor **guadagni 15 volte**, calcoleremo il valore della resistenza **R4** di Emettitore, eseguendo questa semplice operazione:

**R3 : Guadagno**

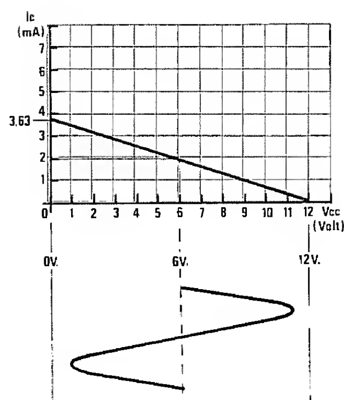



Fig.8 In teoria, un segnale si può amplificare fino ad ottenere una sinusoide la cui semionda positiva raggiunga il massimo della tensione di alimentazione e la semionda negativa gli 0 volt. Nel nostro esempio la sinusoide potrebbe raggiungere un'ampiezza di 9 volt "picco-picco".

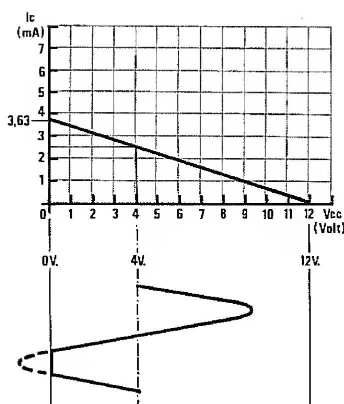



Fig.9 Poichè raramente la tensione di Collettore, in assenza di segnale, si troverà sull'esatta metà della tensione di alimentazione, se questa dovesse risultare minore, amplificando un segnale per il suo massimo guadagno, si otterrebbero tutte le semionde negative troncate.

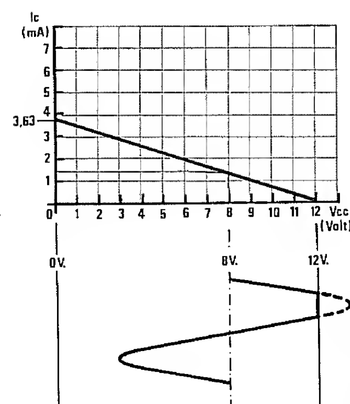



Fig.10 Se, sempre in assenza di segnale, la tensione presente sul Collettore "Vc" risultasse maggiore rispetto alla metà di alimentazione, si otterrebbe una condizione opposta a quella visibile in fig.9, cioè risulterebbero troncate nella parte superiore tutte le semionde positive.

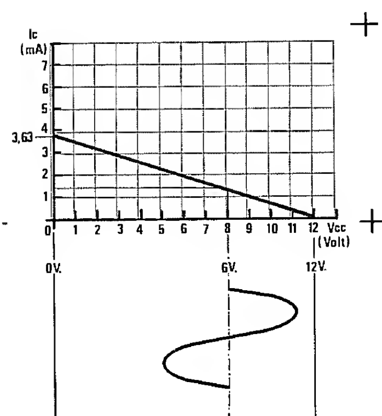



Fig.11 Poichè sarete sempre costretti ad utilizzare nel circuito dei valori di resistenza standard, vale a dire valori ben differenti da quelli ricavati dai nostri calcoli, difficilmente la tensione di riposo risulterà esattamente pari alla metà della tensione di alimentazione.

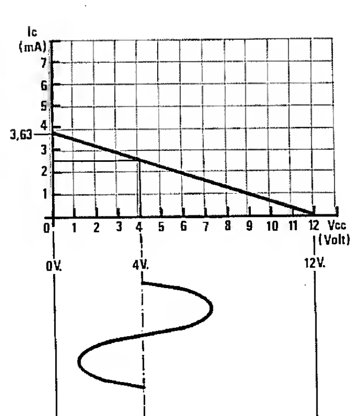



Fig.12 Se per ipotesi la tensione "Vc" anzichè risultare di 4,5 volt (valore necessario per una Vcc di 9 volt), fosse di soli 3 volt, se avrete prefissato un guadagno medio di 20 volte, non correrete più il rischio di ottenere in uscita una sinusoide con le semionde negative troncate.

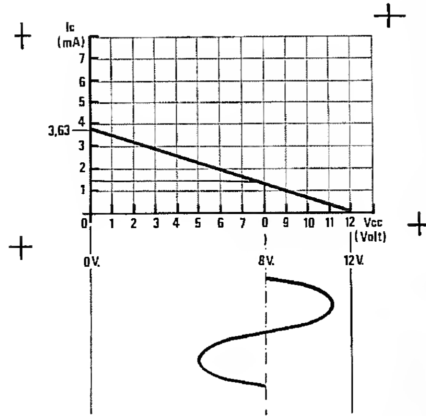



Fig.13 Lo stesso dicasi se la "Vc" risultasse di 6 volt anzichè di 4,5. Come evidenziato in questo grafico, la nostra sinusoide potrebbe benissimo raggiungere con le semionde positive gli 8,5 volt e con quelle negative i 3,5 volt, senza che nessun estremo venga troncato.

quindi nell'Emettitore dovremo inserire una resistenza da:

**4,7 : 15 = 0,313 Kiloohm**

Poichè anche questo valore non risulta standard, dovremo necessariamente utilizzare il valore più prossimo, cioè **0,33 Kiloohm** pari a **330 ohm**.

Con questa resistenza il transistor guadagnerà un qualcosa in meno, infatti:

**Guadagno = R3 : R4**

per cui avremo un guadagno di:

**4,7 : 0,33 = 14,24 volte**

Per far assorbire questa corrente, dovremo calcolare i valori di **R4-R1-R2** come qui di seguito indicato.

## CALCOLO CORRENTE DI COLLETTORE = Ic

Per fare in modo che la tensione a **riposo**, cioè la **Vc**, risulti uguale alla **metà** della tensione di alimentazione **Vcc**, dovremo far assorbire al Collettore una corrente **Ic** pari a:

**Ic = (Vcc : 2) : R3**

Inserendo i valori già noti otterremo:

**(12 : 2) : 4,7 = 1,27 milliamper**

## CALCOLO TENSIONE DI EMETTITORE = Ve

Conoscendo la corrente **Ic** di Collettore (1,27 mA) ed il valore della **R4** pari a **0,33 ohm**, potremo calcolare la tensione presente sull'Emettitore, cioè la **Ve**, usando questa semplice formula:

**Ve = (Ic x R4 in Kiloohm)**

Pertanto, inserendo in questa formula i dati già in nostro possesso, otterremo:

**1,27 x 0,33 = 0,42 volt**

## CALCOLO TENSIONE DI BASE = Vb

La tensione di Base **Vb** si ricava sommando il numero fisso **0,7 volt** alla **Ve** precedentemente calcolata:

**Vb = 0,7 + Ve**

Perciò, la tensione di Base di questo stadio dovrà risultare pari a:

**0,7 + 0,42 = 1,12 volt**

tensione che potremo tranquillamente arrotondare togliendo l'ultimo decimale, quindi **Vb = 1,1 volt**.

**NOTA**: Non tentate di leggere questa tensione di **Base** con un comune tester, perchè la sua bassa resistenza interna posta in parallelo alla **R2**, **modificherà** il valore della tensione di Base.

Questa tensione si potrà soltanto leggere con un **tester digitale** ad alta impedenza o, ancor meglio, con un oscilloscopio.

## CALCOLO CORRENTE DI BASE = Ib

Per calcolare la corrente di Base **Ib** è necessario conoscere il **Beta** del transistor, cioè un valore che potremo trovare in un qualsiasi Handbook.

Se nell'Handbook è riportato che l'**hfe** del transistor da noi utilizzato risulta compreso tra **300-500**, dovremo prendere in considerazione il valore più basso, cioè **300**, perchè in questo modo eviteremo di incorrere in grossolani errori.

Conoscendo **la Ic** (nel nostro esempio questo valore è di 1,27 milliamper), potremo ricavare la corrente di Base utilizzando la seguente formula:

**Ib = Ic : hfe**

Nel nostro caso avremo:

**1,27 : 300 = 0,0042 milliamper**

valore che potremo tranquillamente arrotondare a **0,004 milliamper**.

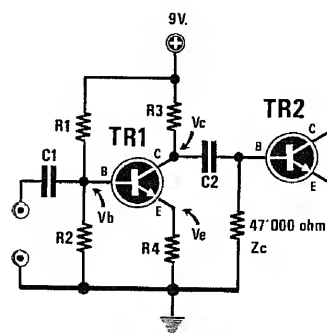



**Fig.14 Per calcolare i valori delle resistenze di polarizzazione di uno stadio preamplificatore, il primo dato che dovrete subito conoscere è lo "Zc", cioè il valore in ohm del carico che verrà in seguito applicato sul Collettore.**

## CALCOLO CORRENTE SU R1-R2 = Ip

Per calcolare il valore della resistenza di polarizzazione di Base dovremo sempre scegliere per **Ip** (cioè per la corrente che dovremo far scorrere nelle resistenze **R1-R2**) un valore che risulti **10 volte maggiore** rispetto alla **Ib** (corrente di Base), quindi dovremo eseguire questa semplice operazione:

**Ip = Ib x 10**

Sapendo che la **Ib** è uguale a **0,004 mA**, la **Ip** dovrà risultare di:

**0,004 x 10 = 0,04 mA**

## CALCOLO RESISTENZA BASE = R1

Per calcolare il valore della resistenza **R1** da applicare tra la Base del transistor ed il **positivo** di alimentazione, potremo utilizzare la seguente formula:

**R1 = (Vcc - Vb) : Ip**

Conoscendo i valori di:

**Vcc = 12 volt**
**Vb = 1,1**
**Ip = 0,04 mA**

li potremo inserire in tale formula ottenendo:

**(12 - 1,1) : 0,04 = 272,5 Kiloohm**

Poichè anche questo valore ohmico non rientra in quelli **standard**, sceglieremo quello più prossimo, cioè **270 Kiloohm**.

## CALCOLO RESISTENZA BASE = R2

Per calcolare il valore della **R2** da applicare tra la Base del transistor e la **massa**, dovremo utilizzare questa seconda formula:

**R2 = Vb : Ip**

Perciò, inserendo i dati già in nostro possesso otterremo:

**1,1 : 0,04 = 27,5 Kiloohm**

e poichè anche questo valore non risulta **standard**, cercheremo il valore più prossimo che, come noto, è **27 Kiloohm**.

## IMPEDENZA D'INGRESSO = Zi

L'impedenza d'ingresso **Zi** di un transistor risulta sempre **minore** rispetto al valore della resistenza **R2**, collegata tra Base e Massa.

Poichè la formula per ricavare l'esatto valore della **Zi** sarebbe molto più complessa:

**Zi = 1 ((1 : R1 + 1 : R2 + 1 : (R4 x hfe))**

il nostro consiglio è quello di utilizzare questa seconda e più semplice formula:

**Zi = R2 x 0,7**

Sapendo che la resistenza **R2** risulta di **27 Kiloohm**, potremo affermare che l'impedenza d'ingresso del nostro circuito si aggira intorno ad un valore di:

**27 x 0,7 = 18,9 Kiloohm**

## LE CAPACITÀ DI ACCOPPIAMENTO

Per applicare sulla Base di un transistor preamplificatore un segnale di BF prelevato da un microfono magnetico, oppure per trasferire il segnale dal Collettore di un primo transistor preamplificatore alla Base di un secondo stadio preamplificatore, dovremo necessariamente utilizzare un **condensatore**.

Infatti questo componente è in grado di lasciar passare un qualsiasi **segnale alternato**, ma non la tensione continua.

Senza questo condensatore, se applicassimo sulla Base del transistor un microfono magnetico dotato di una resistenza interna di **500-1.000 ohm**, ponendola in parallelo alla **R2** da **27 Kiloohm**, modificheremmo la polarizzazione di Base del transistor e di conseguenza il nostro stadio non sarebbe più in grado di amplificare.

Lo stesso dicasi se collegassimo direttamente il Collettore alla Base del secondo transistor preamplificatore (vedi fig.15), perchè la tensione di **6 volt** circa presente sul Collettore si riverserebbe sulla Base del secondo transistor **saturandolo**.

Se i condensatori che applicheremo sia sull'ingresso che sull'uscita, sono degli **elettrolitici** dovremo collegarli in modo corretto, rispettando la **polarità** dei due terminali a seconda che il transistor sia un PNP o un NPN (vedi figg.17-18).

Per questi accoppiamenti **non potremo** utilizzare una qualsiasi capacità, ma un valore adeguato in grado di lasciar passare la **minima frequenza**

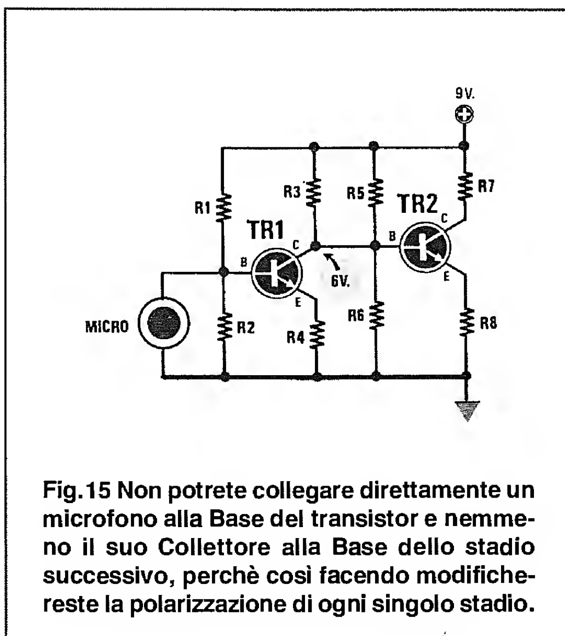



**Fig.15 Non potrete collegare direttamente un microfono alla Base del transistor e nemmeno il suo Collettore alla Base dello stadio successivo, perchè così facendo modifichereste la polarizzazione di ogni singolo stadio.**

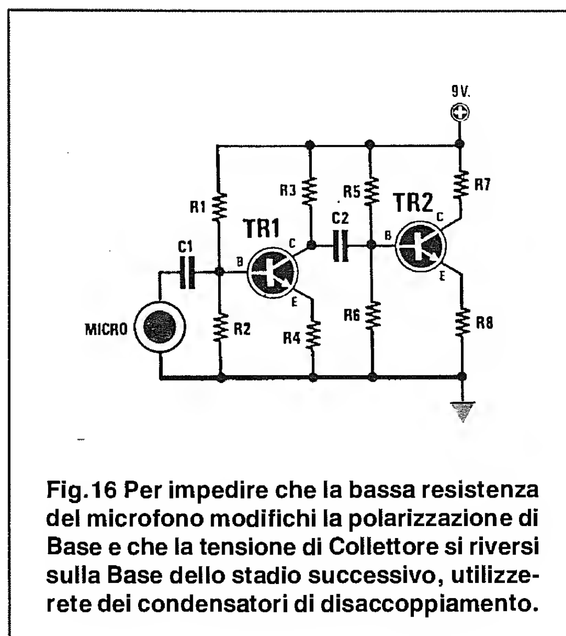



**Fig.16 Per impedire che la bassa resistenza del microfono modifichi la polarizzazione di Base e che la tensione di Collettore si riversi sulla Base dello stadio successivo, utilizzerete dei condensatori di disaccoppiamento.**

che desideriamo amplificare senza attenuarla.

Infatti, qualsiasi capacità presenta una propria **reattanza**, vale a dire che si comporta in pratica come una resistenza ohmica, il cui valore aumenta al ridursi della frequenza di lavoro.

Per conoscere la reattanza **RCX in Kiloohm** di un condensatore potremo usare la seguente formula:

**RCX = 159 : (mF x Hz)**

Volendo conoscere quale **reattanza** presenti un condensatore da **47.000 picoFarad** su una frequenza di **30 Hz**, la prima operazione che dovremo eseguire sarà quella di convertire i **47.000 pF** in **microFarad** e per far questo dovremo dividere questa capacità per **1.000.000**, ottenendo:

**47.000 : 1.000.000 = 0,047 mF**

Inserendo tutti questi dati nella nostra formula otterremo:

**159 : (0,047 x 30) = 112,76 Kiloohm**

perciò, questo condensatore per una frequenza di **30 Hz** equivale ad una resistenza da **112.760 ohm** posta in serie sull'ingresso della Base.

Per una frequenza di **10.000 Hz** la stessa capacità di **0,047 mF** presenterebbe una reattanza pari a:

**159 : (0,047 x 10.000) = 0,338 Kiloohm**

vale a dire di soli **338 ohm**.



Come vedesi, variando la frequenza del segnale da amplificare varia il valore ohmico di questa **resistenza** e poichè essa si trova in serie alla Base del transistor, ne consegue che più aumenta questo valore, **meno segnale** giunge sulla Base.

In pratica, è come se su tale ingresso fosse presente un potenziometro di **volume** che abbassasse il **segnale** in presenza di frequenze Basse e lo alzasse in presenza di frequenze Alte.

Per evitare questa attenuazione su tutte le frequenze più **basse**, dovremo scegliere per l'accoppiamento una capacità di valore adeguato.

## CALCOLO CAPACITÀ D'INGRESSO C1

La formula da utilizzare per conoscere la capacità del condensatore **C1** in **microFarad** è la seguente:

**C1 = 159 : (R2 x 0,7 x Hz)**

Perciò, desiderando amplificare una frequenza **minima di 20 Hz**, per conoscere la capacità di **C1** (sapendo che il valore di **R2** è di **27 Kiloohm**) dovremo eseguire la seguente operazione:

**159 : (27 x 0,7 x 20) = 0,42 microFarad**

Con tale capacità la frequenza di **20 Hz** subirà un'attenuazione di **3 dB**, vale a dire che il segnale risulterà attenuato in tensione di **1,41 volte**; infatti, verificando la sua reattanza a questa frequenza, otterremo:

**RCX = 159 : (mF x R2 x 0,7)**

cioè:

**159 : (0,42 x 27 x 0,7) = 20 Kiloohm**

per limitare questa attenuazione conviene sempre usare una capacità **10 volte maggiore**, cioè:

**0,42 x 10 = 4,2 microFarad**

In pratica utilizzeremo una capacità di **4,7 mF**. Con questo valore otterremo una reattanza di:

**159 : (4,7 x 27 x 0,7) = 1,78 Kiloohm**

che corrisponde ad un valore di soli **1.780 ohm**.

## CALCOLO DELLA CAPACITÀ C2

Anche per il calcolo del condensatore **C2** è valida la formula soprariportata.

In questo secondo caso, sappiamo che l'impedenza da utilizzare è quella di uscita, cioè quella della resistenza **R6** che, nello schema da noi proposto, risulterebbe pari a **47 Kiloohm**.

Conoscendo la frequenza minima di lavoro pari a **20 Hz**, calcoleremo il valore della capacità **C2**:

**C2 = 159 : (47 x 0,7 x 20) = 0,24 microF**

Anche in questo caso ci conviene usare una capacità **10 volte maggiore**, per cui otterremo un valore di **2,4 microFarad**.

Qui si potrebbe usare una capacità standard da **4,7 microFarad**.

## IL CONDENSATORE SULL'EMETTITORE

Applicando in parallelo alla resistenza di Emettitore un condensatore elettrolitico (vedi fig.19), il **guadagno** sul segnale **alternato** non risulterà più quello che noi abbiamo in precedenza calcolato con la formula:

**Guadagno = R3 : R4**

vale a dire:

**4,7 : 0,33 Volt = 14,24 volte**

ma aumenterà **enormemente**.

Per limitare il guadagno sul segnale **alternato** di circa **30 volte**, dovremo porre in serie al condensatore elettrolitico una resistenza (vedi R4/A in fig.20).

Per calcolare il valore da assegnare alla **R6**, dovremo eseguire queste semplici operazioni:

**1°** Calcolare la differenza di **guadagno AC** e **CC**, utilizzando questa semplice formula:

**(guadagno AC : Guadagno CC) - 1**

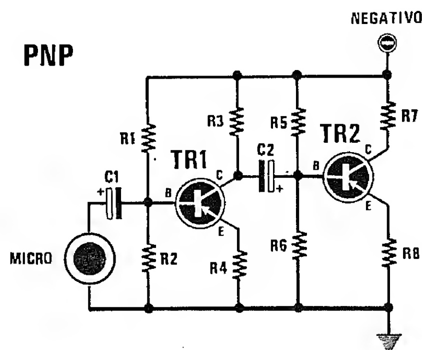



**Fig.17 Poichè questi condensatori di disaccoppiamento sono quasi sempre degli "elettrolitici", se lo stadio utilizza dei transistor PNP dovrete rivolgere il terminale "positivo" come visibile in figura.**

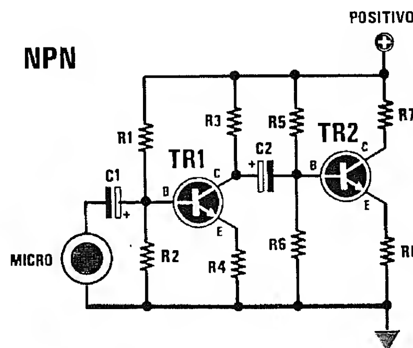



**Fig.18 Se lo stadio utilizza dei transistor NPN, i condensatori elettrolitici collegati al microfono dovranno essere rivolti, come evidenziato in figura, con la polarità "positiva" in senso inverso.**

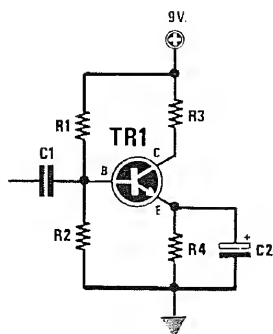



**Fig.19 Applicando in parallelo alla resistenza di Emettitore R4 un condensatore elettrolitico, il guadagno del transistor sul segnale di "BF" aumenterà notevolmente fino a raggiungere il massimo consentito.**

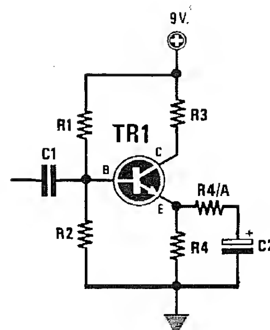



**Fig.20 Collegando in serie a tale condensatore una resistenza (vedi R6) di valore appropriato, potrete modificare il guadagno sulle frequenze più acute della gamma audio come spiegato nell'articolo.**

Nel nostro esempio avremo:

**(30 : 14,24) - 1 = 1,1**

**2°** Dividere il valore della resistenza **R4** che abbiamo calcolato in precedenza per il numero ottenuto.

Sapendo che il valore della **R4** risulta di **0,33 Kiloohm**, quello della **R4/A** dovrà risultare pari a:

**0,33 : 1,1 = 0,363 Kiloohm**

valore che potremo arrotondare a **0,33 Kiloohm**, pari a **330 ohm**.



**3°** Per conoscere la frequenza minima da cui tale stadio inizierà a guadagnare **30 volte**, potremo usare quest'ultima formula:

**Hz = 159 : (R4/A x mF)**

Ammesso che si sia posta in serie alla resistenza R4/A da **330 ohm** una capacità di **10 mF** (vedi C2 in fig.20), avremo:

**159 : (0,33 x 10) = 48 Hertz**

Perciò tutte le frequenze da **0** a **48 Hz** verranno amplificate di **15 volte** e tutte le frequenze superiori a **48 Hz** verranno amplificate di **30 volte**.

**CONTROLLO con OSCILLOSCOPIO**

Se disponete di un oscilloscopio e desiderate verificare se il segnale presente sull'uscita del preamplificatore risulta perfetto, dovrete ricordare di prelevarlo da quest'ultima tramite un condensatore collegato ad una resistenza di valore analogo a quello che risulterà presente sulla Base del transistor che la segue (vedi in fig.14 C2 e Zc).

Se lo stadio funziona correttamente, in uscita otterrete delle sinusoidi perfettamente simmetriche (vedi fig.21).

Se le sinusoidi dovessero risultare **mozzate** sopra oppure sotto, le cause potrebbero essere soltanto le seguenti:

- il transistor guadagna in modo esagerato
- sull'ingresso è presente un segnale elevato
- il valore della resistenza di Collettore non è stato calcolato correttamente (vedi da fig.8 a fig.13).

Se notate che la sinusoide risulta **sfocata** come visibile in fig.22, potete essere certi che nella Base entra del ronzio a **50 Hz.** Se userete per il collegamento di Base del cavetto schermato il difetto sparirà.

Se notate sulle sinusoidi dei tratti leggermente più **grossi** (vedi figg.23-24), significa che il transistor tende ad **autooscillare.**

Per eliminare questo difetto sarà sufficiente collegare direttamente tra Collettore e Base un piccolo condensatore ceramico da **22-33-47 pF** (vedi fig.25).

Tenete presente che più aumenta il valore di questa capacità più si riduce il **guadagno** sulle frequenze più elevate, quindi inserendo dei valori di **120-150 pF** si attenueranno tutte le frequenze acute.

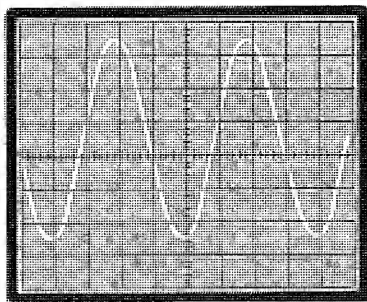


Fig.21 Se uno stadio amplificatore funziona correttamente, la sinusoide amplificata dovrà risultare sempre con contorni ben definiti e perfettamente simmetrici. Qualsiasi deformazione presente sulla sinusoide significa un'anomalia sullo stadio preamplificatore, pertanto se ne dovrà ricercare la causa.

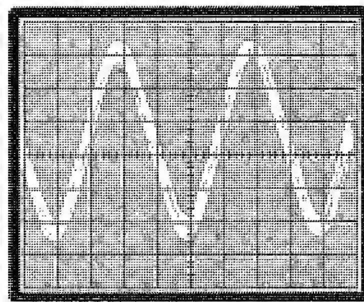


Fig.22 Ad esempio, se notate che l'onda risulta "sfocata" e non rimane immobile sullo schermo, potete essere certi che il preamplificatore capta ed amplifica, assieme al segnale, anche la frequenza di rete a 50 Hz. Schermando l'ingresso ed allontanando il preamplificatore da fonti alternate, il difetto sparirà.

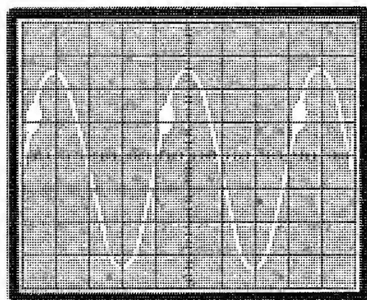


Fig.23 Se notate che la traccia risulta in un qualsiasi punto leggermente più marcata, potete essere certi che il vostro transistor amplificatore autooscilla in alta frequenza.

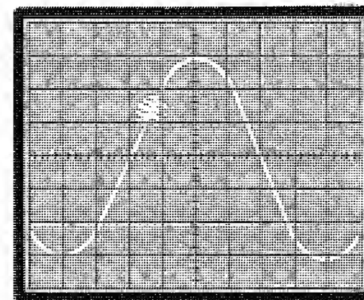


Fig.24 Infatti, se provate a modificare il Time/Base dell'oscilloscopio in modo da far apparire sullo schermo una sola semionda, potrete notare che in quel punto "leggermente più marcato" esistono delle piccole sinusoidi.

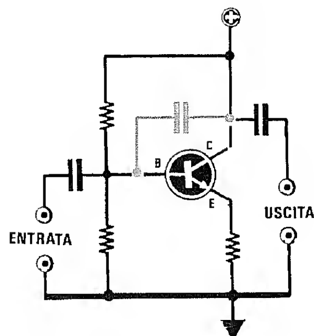



Fig.25 Se notate questa autooscillazione su un qualsiasi stadio preamplificatore o finale di potenza, potrete eliminare tale difetto inserendo un piccolo condensatore tra base e collettore.

# Conoscere il MOSFET un fet provvisto di due Gate






La parola **Mosfet** significa **M**etal **O**xide **S**ubstrate **F**ield **E**ffect **T**ransistor.

In qualche manuale questo semiconduttore viene chiamato anche **Mosfet Tetrode** o **Tetrodo Fet** perchè, a differenza dei comuni Fet, dispone di due terminali di Gate.

I **Mosfet** in uno schema elettrico vengono raffigurati graficamente come visibile in fig.1 e poichè sono solo a canale **N**, il terminale **Source** viene sempre collegato a **massa** ed il terminale **Drain** al **positivo** della tensione di alimentazione.

Sul terminale **Gate 1**, quasi sempre polarizzato **negativamente** rispetto al suo **Source**, viene applicato il segnale da amplificare, mentre sul terminale **Gate 2**, utilizzato come terminale di controllo, viene applicata una tensione **positiva** di polarizzazione.

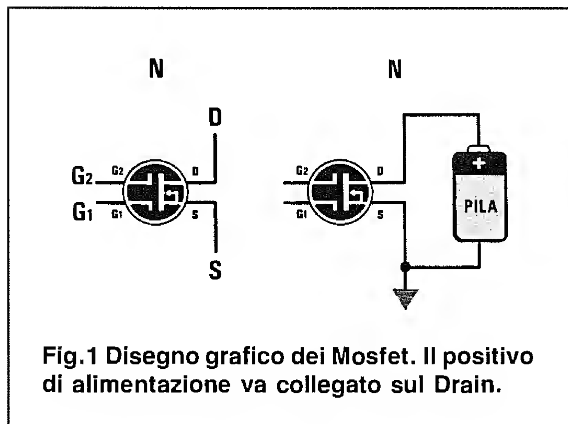



**Fig.1 Disegno grafico dei Mosfet. Il positivo di alimentazione va collegato sul Drain.**

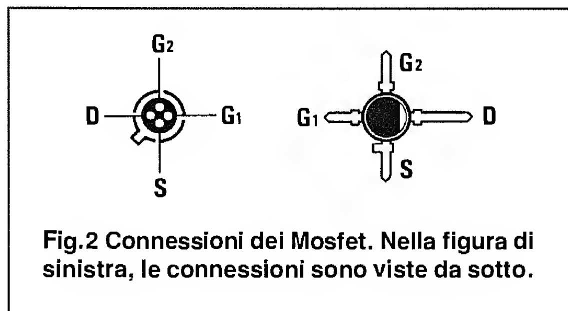



**Fig.2 Connessioni dei Mosfet. Nella figura di sinistra, le connessioni sono viste da sotto.**

I **Mosfet** sono dei semiconduttori da usare esclusivamente sulle gamme **OC-VHF-UHF** per preamplificare e miscelare segnali di **alta frequenza.**

I parametri più importanti di un **Mosfet** sono i seguenti:

**PD mW** = indica la massima potenza in **milliwatt** dissipabile dal **Mosfet** ad una temperatura ambiente di **25 gradi**.

**Vds** = indica la massima **tensione** in **volt** applicabile tra il **Drain** ed il **Source.**

**IDss** = indica la corrente in **milliamper** che scorre sul **Drain** nelle seguenti condizioni:

- **Gate 1** collegato a **massa**
- **Gate 2** polarizzato con **4 volt** positivi
- **Drain** alimentato con **15 volt** positivi

**Igss** = indica la corrente di fuga del **Gate 1** che è sempre molto bassa in quanto si aggira intorno a pochi **nanoamper**.

**Vgs** = indica la differenza di tensione presente tra **Gate 1** e **Source**. In pratica questa sarebbe la tensione **negativa** utilizzata per polarizzare il **Gate 1**, che potrete rilevare misurando la tensione presente ai capi della **resistenza** posta tra il terminale **Source** e la **massa.**

**Yfs** o **gm** o **RE (Yfs)** = indica la **transconduttanza** in configurazione di amplificatore **Common Source** del **Mosfet**.

Il suo valore può essere espresso indifferentemente in **millimho** (abbreviato **mmho**) o **milliSiemens** (abbreviato **mS**). Questo parametro varia al variare della tensione **positiva** applicata sul **Gate 2.**

Nella **Tabella n.1** sono indicate le caratteristiche principali dei più comuni **Mosfet**.

TABELLA N.1

| Mosfet | PD mW | Vds Volt | IDss mA | Yfs mS |
|---|---|---|---|---|
| BF.964/S | 225 | 20 | 30 | 18 VHF |
| BF.965 | 225 | 20 | 30 | 18 VHF |
| BF.966/S | 225 | 20 | 30 | 18 UHF |
| BF.988 | 200 | 12 | 30 | 24 UHF |
| BFR.84 | 300 | 20 | 50 | 15 UHF |
| MFE.132 | 300 | 25 | 30 | 20 VHF |
| 3N.203 | 360 | 25 | 50 | 20 VHF |
| 3N.211 | 360 | 27 | 50 | 40 VHF |
| MFE.130 | 300 | 25 | 30 | 20 VHF |
| MFE.521 | 300 | 30 | 10 | 20 VHF |
| MFE.3004 | 200 | 20 | 10 | 20 UHF |

**Nota** = L'abbreviazione **mS** = **milliSiemens** è equivalente a **millimho**.

Nei manuali non viene indicata la massima frequenza di lavoro, comunque possiamo precisare che i Mosfet per **VHF** possono amplificare segnali fino a **400-500 MHz**, mentre quelli per **UHF** possono amplificare anche segnali oltre i **1.000-1.200 MHz**.

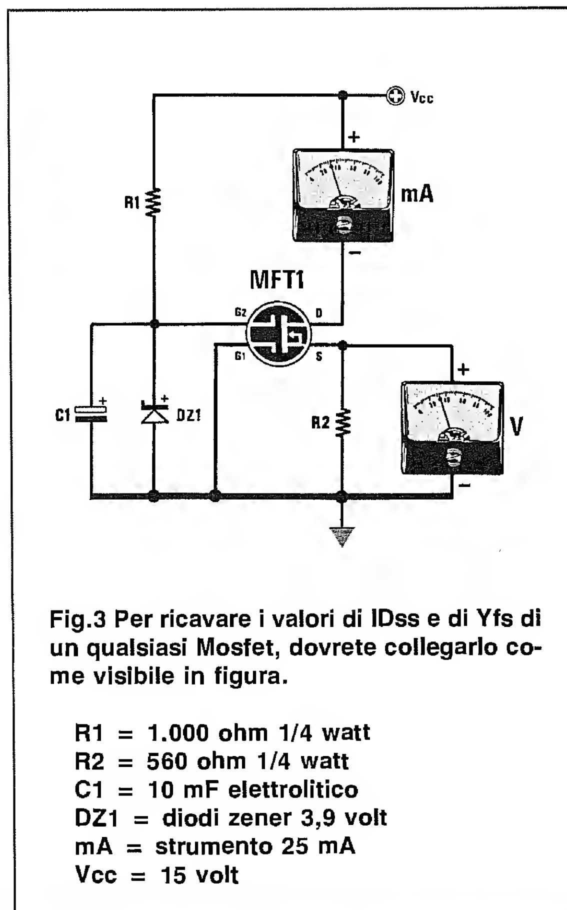



**Fig.3 Per ricavare i valori di IDss e di Yfs di un qualsiasi Mosfet, dovrete collegarlo come visibile in figura.**

**R1 = 1.000 ohm 1/4 watt**
**R2 = 560 ohm 1/4 watt**
**C1 = 10 mF elettrolitico**
**DZ1 = diodi zener 3,9 volt**
**mA = strumento 25 mA**
**Vcc = 15 volt**

## LA TENSIONE sul GATE 2

I dati di **IDss** e di **Yfs** riportati nella **Tabella n.1** sono quelli che si rilevano collegando il **Mosfet** come visibile in fig.3, cioè:

**G1 = collegato a massa**
**G2 = polarizzato con 3,9 volt positivi**
**Source = collegato a massa con 470 ohm**
**Drain = alimentato a 15 volt**

Modificando la tensione sul terminale **Gate 2**, varierà la corrente di **Drain (IDss)** e di conseguenza anche la sua transconduttanza (**Yfs**), vale a dire **il** suo **guadagno.**

Ammesso di prendere un **Mosfet** che abbia queste caratteristiche:

**IDss = 20 milliamper**
**Yfs = 18 milliSiemens**

se varierete la tensione sul **Gate 2** dal suo **massimo** di circa **4 volt positivi** al suo **minimo** di **0 volt** (vedi fig.4), noterete le variazioni indicate nella **Tabella n.2**.

TABELLA N.2

| Gate 2 volt | IDss mA | Yfs mS. | Guadagno massimo |
|---|---|---|---|
| 4 | 20 | 18 | 20 dB |
| 3 | 16 | 14 | 16 dB |
| 2 | 12 | 10 | 12 dB |
| 1 | 8 | 6 | 8 dB |
| 0 | 4 | 2 | 4 dB |

Come potrete notare, più si abbassa la tensione **positiva** sul **Gate 2** più si riduce il **guadagno**.

Polarizzando il **Gate 2** con una tensione **negativa** di **1 volt**, il Mosfet guadagnerà **0 dB**, polarizzandolo con una tensione **negativa** di **2 volt**, il segnale applicato sull'ingresso subirà una **attenuazione**.

Per ottenere questa tensione **negativa** di polarizzazione, tra **il Source** e la **massa** si deve applicare una resistenza di caduta.

Se nello schema di fig.4 ruoterete il trimmer **R2** verso **massa**, tra il **Gate 2** ed il **Source** risulterà presente una tensione di **0 volt.**

Nel caso dello schema di fig.5, dove tra il **Source** e la **massa** appare inserita **una** resistenza, dovrete sempre sottrarre alla tensione presente sul **Gate 2** la tensione presente ai capi di **R3.**

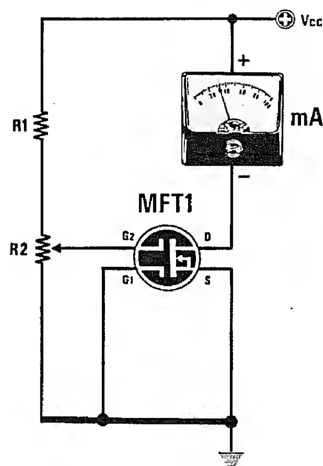



**Fig.4 Ruotando il trimmer R2 da un estremo all'altro, varierete la tensione di polarizzazione sul Gate 2 e la corrente di Drain.**

**R1 = 47.000 ohm 1/4 watt**
**R2 = 22.000 ohm 1/4 watt**
**Vcc = 15 volt**

Ammesso che ai capi di questa resistenza risulti presente una tensione di **2 volt** e che tra il **Gate 2** e la **massa** risulti presente una tensione di **3,5 volt**, la tensione di polarizzazione risulterà di:

**3,5 - 2 = 1,5 volt positivi**

Ruotando il cursore del trimmer **R2** in modo da leggere tra il **Gate 2** e la **massa** una tensione di **0,5 volt**, la tensione di polarizzazione risulterà di:

**0,5 - 2 = -1,5 volt negativi**

A questo proposito dobbiamo far presente che la tensione di polarizzazione del **Gate 2** ed anche del **Gate 1** si misura prendendo come riferimento il terminale di **Source** e non la **massa**.

Infatti, misurando con un tester digitale la tensione presente tra il **Gate 2** e la **massa** leggereste **0,5 volt positivi**, mentre misurando la tensione presente tra il **Gate 2** ed il **Source** leggerete **- 1,5 volt negativi**.

Polarizzando **negativamente il Gate 2**, il Mosfet non riuscirà più a preamplificare i segnali che vengono applicati sul **Gate 1**.

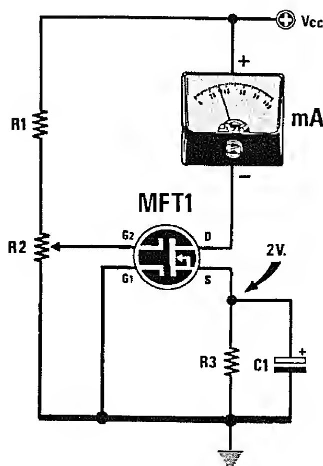



**Fig.5 Se tra il Source e la massa risulta collegata una resistenza, la tensione presente ai capi di R3 va sottratta alla tensione positiva presente sul Gate2. Ruotando il trimmer R2 verso massa, il Gate2 verrà polarizzato con una tensione negativa.**

**R3 = da 560 a 4.700 ohm**
**C1 = 10 mF elettrolitico**

## MOSFET amplificatore in CLASSE A

Per realizzare un amplificatore in **classe A** (vedi fig.6) in primo luogo bisogna calcolare il valore della resistenza di **Source** siglata **R5** e quella di **Drain** siglata **R4** e per far questo si potrebbero usare queste due formule:

**R5 in ohm = (Vgs : ma Drain) x 1000**

**R4 in ohm = (Vcc : 2) : mA Drain x 1000**

Poichè anche i **Mosfet**, come qualsiasi altro componente, hanno delle **tolleranze**, con queste formule ricaverete dei valori **teorici** ben diversi dai valori reali che dovrete utilizzare.

Per ovviare a questo inconveniente, vi consigliamo di tralasciare queste formule e di seguire questo valido sistema pratico:

**1°** - Prendete il **Mosfet** e collegatelo come visibile in fig.3 cioè:
**Gate 1** collegato a **massa**
**Gate 2** polarizzato con **R1/DZ1**
Sul **Drain** collegate uno strumento milliamperometro da **5 mA** fondo scala, oppure un **tester** posto in **CC** e commutato sulla portata **5 mA** fondo scala.

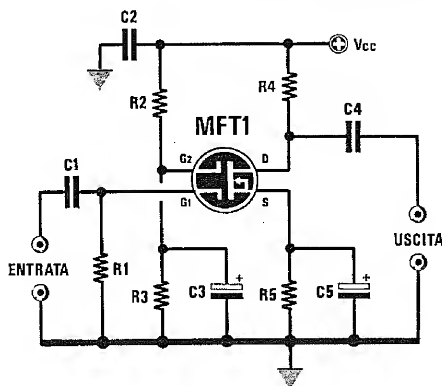



**Fig.6 Schema di un amplificatore in classe A. Nell'articolo viene spiegato come calcolare i valori delle due resistenze R4-R5. Per variare il guadagno si può modificare il valore di R3 oppure quello di R4.**

**R1 = 470.000 ohm 1/4 watt**
**R2 = 180.000 ohm (vedi Tabella n.3)**
**R3 = 68.000 ohm (vedi Tabella n.3)**
**R4 = 10.000 ohm 1/4 watt**
**R5 = 1.000 ohm 1/4 watt**
**C1-C2 = 100.000 pF poliestere**
**C3 = 10 mF elettrolitico**
**C4 = 100.000 pF poliestere**
**C5 = 10 mF elettrolitico**

**2°** - Applicate sul terminale **Drain** una tensione **positiva** di valore identico a quello che userete in seguito per alimentare il **Mosfet**, vale a dire che se utilizzerete questo preamplificatore in un circuito alimentato a **12 volt**, sul **Drain** applicherete **12 volt**. Se utilizzerete il preamplificatore in un circuito alimentato a **15 volt**, sul **Drain** applicherete una tensione di **15 volt**.

**3°** - A questo punto prendete una resistenza da:

**4.700 - 3.900 - 3.300 - 2.700 - 2.200 - 1.800**
**1.500 - 1.200 - 1.000 - 820 - 680 - 560 ohm**

**4°** - Inserite tra il **Source** e la **massa** queste resistenze, partendo dal valore più alto, cioè **4.700 - 3.900 - 3.300 ohm**, poi scendete sugli altri valori inferiori, controllando attentamente la **corrente assorbita** dal **Drain** (vedi fig.3).

**5°** - Se volete realizzare uno stadio **preamplificatore** con un **elevato guadagno**, dovrete scegliere una resistenza di **Source** che faccia assorbire al **Mosfet** una corrente di valore compreso tra **0,2** e **0,5 milliamper**.

**6°** - Se volete realizzare uno stadio **pilota** che abbia un **guadagno medio**, dovrete scegliere una resistenza di **Source** che faccia assorbire al Mosfet una corrente di valore compreso tra **1,5** e **2 milliamper**.

**7°** - Trovato il valore di **R5**, che fa assorbire al Mosfet la corrente richiesta, potrete calcolare il valore della resistenza **R4** da applicare sul **Drain**.

**8°** - Ammesso che nel **Source** risulti inserita una resistenza da **1.000 ohm** e che con questo valore **il Mosfet** assorba **0,9 milliamper**, per calcolare il valore della resistenza **R4** potrete utilizzare questa formula:

**R4 ohm = (Vcc : 2) : mA x 1.000**

Se avete alimentato il **Mosfet** con una tensione di **15 volt,** conoscendo il valore della **Vcc** da inserire nella formula otterrete:

**(15 : 2) : 0,9 x 1.000 = 8333,33 ohm**

Poichè questo valore non è **standard**, potrete tranquillamente utilizzare il valore più prossimo che, in questo caso, potrete scegliere tra **8.200 ohm** oppure **10.000 ohm.**

Se userete **8.200 ohm**, il **Mosfet** assorbirà:

**(15 : 2) : 8.200 x 1.000 = 0,91 milliamper**

Se userete **10.000 ohm**, il **Mosfet** assorbirà:

**(15 : 2) : 10.000 x 1.000 = 0,75 milliamper**

Variando la corrente di **Drain** modificherete solo il **guadagno** dello stadio preamplificatore, che potrete calcolare come ora vi spiegheremo.

## CONOSCERE il GUADAGNO

Per calcolare il **guadagno** di un preamplificatore a **Mosfet** collegato come visibile in fig.6, potrete

utilizzare una di queste quattro formule:

**Se il Drain assorbe da 0,2 a 0,5 mA**
**Guadagno = (R4 in ohm x 1,5) : 1.000**

**Se il Drain assorbe da 0,55 a 1,0 mA**
**Guadagno = (R4 in ohm x 2) : 1.000**

**Se il Drain assorbe da 1,1 a 1,5 mA**
**Guadagno = (R4 in ohm x 2,5) : 1.000**

**Se il Drain assorbe da 1,55 e 2,2 mA**
**Guadagno = (R4 in ohm x 3) : 1.000**

**Nota** = il **guadagno** che ricaverete con queste formule, è valido soltanto se in parallelo alla resistenza **R5** di **Source** risulta collegato un condensatore elettrolitico o al poliestere (vedi **C5** in fig.6).

Tenete presente che, a causa delle tolleranze delle resistenze, potrete ottenere delle differenze di **guadagno**, in +/-, di circa un **15%**.

**Esempio** = Si desidera conoscere quale differenza di **guadagno** si ottiene con lo stadio di fig.6, ponendo sul **Drain** una resistenza da **8.200** o **10.000 ohm** ed alimentando i **Mosfet** con una tensione di **12 volt**.

Avendo precedentemente appurato che utilizzando questi due diversi valori di resistenza la corrente di **Drain** varia da **0,75** a **0,91 milliamper**, per calcolare il **guadagno** potrete usare la formula:

Se il **Drain** assorbe da **0,6** a **1,0 mA**
**Guadagno = (R4 in ohm x 2) : 1.000**

Se utilizzerete la resistenza da **8.200 ohm**, il **Mosfet** amplificherà in tensione:

**(8.200 x 2) : 1.000 = 16,4 volte**

Se utilizzerete la resistenza da **10.000 ohm**, il **Mosfet** amplificherà in tensione:

**(10.000 x 2) : 1.000 = 20 volte**

Anche se il calcolo teorico consigliava di utilizzare una resistenza da **8.333,33 ohm**, questo esempio vi ha dimostrato che usando una resistenza da **8.200 ohm** oppure da **10.000 ohm**, la differenza di **guadagno** che ne deriva non è molto elevata.

## SENZA il CONDENSATORE sul SOURCE

Togliendo nel **Source** il condensatore posto in parallelo alla resistenza **R5** (vedi fig.7), il **guadagno** scenderà notevolmente.

La formula da utilizzare per calcolare il **guadagno** senza questo condensatore è la seguente:

**Guadagno = R4 : R5**

Dove **R4** è la resistenza applicata sul **Drain** ed **R5** è quella applicata sul **Source**.

Poichè negli esempi precedenti abbiamo inserito nel **Source** una resistenza da **1.000 ohm** e nel **Drain** una resistenza da **8.200 ohm** oppure da **10.000 ohm**, potrete facilmente calcolare il **guadagno** con questi due diversi valori sul **Drain**:

**8.200 : 1.000 = 8,2 volte**
**10.000 : 1.000 = 10 volte**

Facciamo presente che questo è un **guadagno** in **tensione**, quindi chi volesse convertire questo valore in **dB** potrà consultare la **Tabella dei dB** pubblicata in questo stesso volume per trovare il valore corrispondente.

**Importante** = Facciamo presente che negli amplificatori in **classe A** non è mai consigliabile modificare il **guadagno** variando la tensione **positiva** sul **Gate 2**, perchè si può correre il rischio di modificare la polarizzazione dello stadio preamplificatore. Per aumentare il guadagno occorre aumentare il valore delle due resistenze **R4-R5**, in modo da far assorbire al **Mosfet** delle correnti comprese tra **0,2 - 0,5 milliamper.**

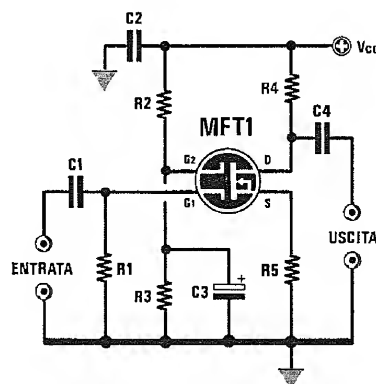



**Fig.7 Se nello schema di fig.6 toglierete il condensatore C5 in parallelo alla R5, potrete calcolare il guadagno con la formula:**

**Guadagno = R4 : R5**

**Esempio** = Supponiamo che, realizzato lo schema di fig.6, abbiate alimentato il **Mosfet** con una tensione di **15 volt**, poi, applicando sul **Source** una resistenza da **4.700 ohm** (vedi **R5**), abbiate constatato che il **Mosfet** assorbe una corrente di **0,25 milliamper**.

Desiderate quindi calcolare il valore della resistenza **R4** da inserire nel **Drain** ed il **guadagno** con o senza il condensatore **C5** in parallelo alla **R5**.

- Per calcolare la resistenza di **Drain** bisognerà usare la formula:

**R4 in ohm = (Vcc : 2) : mA x 1.000**

inserendo i dati già in vostro possesso otterrete:

**(15 : 2) : 0,25 x 1.000 = 30.000 ohm**

Poichè questo non è un valore **standard**, potrete tranquillamente utilizzare il valore più prossimo, che in questo caso potrebbe essere **27.000 ohm** oppure **33.000 ohm**.

Ammesso di scegliere **33.000 ohm**, potrete calcolare il **guadagno** usando la formula:

Se il **Drain** assorbe da **0,2** a **0,5 mA**
**Guadagno = (R4 in ohm x 1,5) : 1.000**

pertanto avrete:

**(33.000 x 1,5) : 1.000 = 49,5 volte**

In **teoria** questo stadio dovrebbe preamplificare un segnale di **49,5 volte**, ma in **pratica** dovrete sempre considerare una differenza +/- di un **15%** introdotta dalle **tolleranze**.

Quindi, calcolando il **15%** di **49,5**, otterrete:

**49,5 x 15 : 100 = 7,4**

Pertanto il **guadagno** di questo stadio risulterà compreso tra:

**49,5 - 7,4 = 42,1 (valore minimo)**
**49,5 + 7,4 = 56,9 (valore massimo)**

Se a questo circuito **toglierete** il condensatore **C5** posto in parallelo alla resistenza **R5** del **Source**, per calcolare il **guadagno** dovrete utilizzare la formula: **Guadagno = R4 : R5**

quindi otterrete un **guadagno** di soli:

**33.000 : 4.700 = 7 volte**

## IL PARTITORE RESISTIVO per il GATE 2

In fig.3 per polarizzare con una **tensione positiva** di circa **4 volt** il **Gate 2** abbiamo applicato tra questo terminale e la **massa** un diodo zener da **3,9 volt.**

Questa soluzione si deve utilizzare **solo** per ricavare la corrente di **Drain**.

Vi sono dei progettisti, non molto esperti, che per polarizzare il **Gate 2** applicano su un circuito preamplificatore questo **diodo zener**, non sapendo che **genera del rumore** che verrà poi amplificato dal **Mosfet.**

Per avere un **preamplificatore** il meno possibile **rumoroso**, è necessario polarizzare il **Gate 2** solo ed esclusivamente con un **partitore resistivo** come evidenziato in fig.6.

I valori di **R2-R3** più idonei da utilizzare per **polarizzare il Gate 2**, tenendo presente il valore della tensione utilizzata per alimentare il **Mosfet**, si possono calcolare con la formula:

**Volt Gate 2 = R3 : (R2 + R3) x Vcc**

Nella **Tabella n.3** sono indicati i valori ohmici che potrete utilizzare con diverse tensioni di alimentazione **Vcc**.

**TABELLA N.3 valori del partitore R2/R3**

| Tensione | R2 ohm | R3 ohm | Gate 2 |
|---|---|---|---|
| 25 volt | 220.000 | 47.000 | 4,40 volt |
| 20 volt | 180.000 | 47.000 | 4,14 volt |
| 18 volt | 180.000 | 56.000 | 4,27 volt |
| 15 volt | 180.000 | 68.000 | 4,11 volt |
| 12 volt | 120.000 | 68.000 | 4,34 volt |
| 9 volt | 82.000 | 68.000 | 4,08 volt |

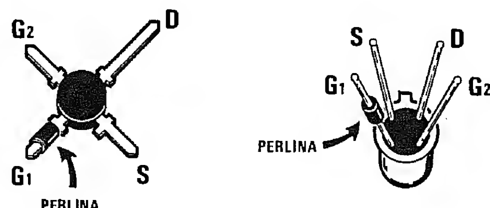
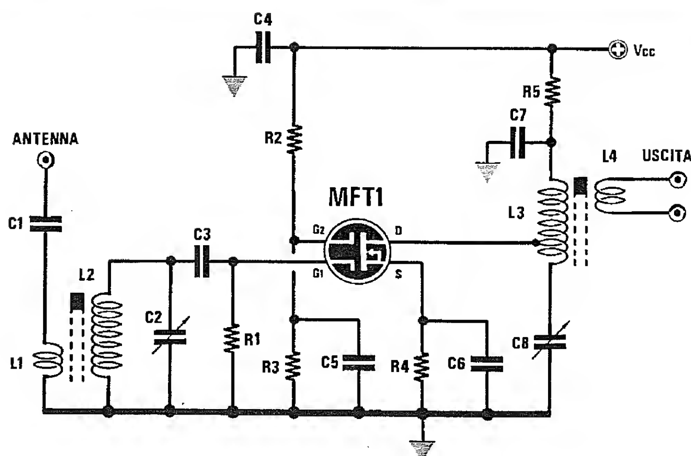



**Fig.8 Polarizzando il Gate 2 per la massima amplificazione, il Mosfet può in molti casi autooscillare. Per eliminare queste autooscillazioni bisogna inserire nel terminale del Gate 1 una piccola perlina in ferrite.**

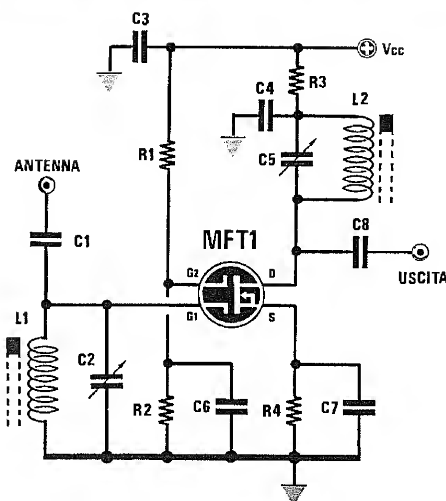
## PREAMPLIFICATORE RF con USCITA a LINK (fig.9)

R1 = 330.000 ohm 1/4 watt
R2 = 100.000 ohm 1/4 watt
R3 = 33.000 ohm 1/4 watt
R4 = 560 ohm 1/4 watt
R5 = 100 ohm 1/4 watt
C1 = 10.000 pF poliestere
C2 = 10/40 pF compensatore
C3 = 100 pF ceramico
C4 = 100.000 pF poliestere
C5 = 47.000 pF ceramico
C6-C7 = 10.000 pF ceramico
C8 = 10/40 pF compensatore
L2-L3 = bobine di sintonia
L1-L4 = link




Schema di un preamplificatore **RF** molto **selettivo.**
Come noterete, il link d'ingresso (bobina L1) è composto da poche spire che andranno avvolte sopra L2 dal lato della **massa**, mentre il link d'uscita (bobina L4) è sempre composto da poche spire, che andranno avvolte sopra alla **L3** verso il lato **positivo** di alimentazione.
La presa sulla bobina **L3** per collegare il terminale **Drain** andrà ricercata sperimentalmente.
Variando il valore della resistenza **R3** si potrà modificare il **guadagno**.

## PREAMPLIFICATORE RF con USCITA capacitiva (fig.10)

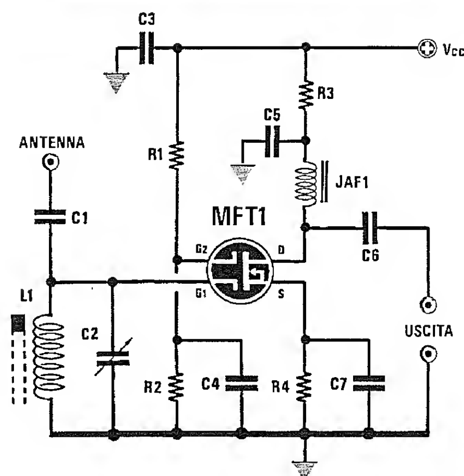



R1 = 100.000 ohm 1/4 watt
R2 = 33.000 ohm 1/4 watt
R3 = 100 ohm 1/4 watt
R4 = 560 ohm 1/4 watt
C1 = 3,3 - 4,7 pF ceramico
C2 = 10/40 pF compensatore
C3 = 100.000 pF poliestere
C4 = 10.000 pF ceramico
C5 = 10/40 pF compensatore
C6 = 47.000 pF ceramico
C7 = 10.000 pF ceramico
C8 = 4,7 - 8,2 pF ceramico
L1-L2 = bobine di sintonia

Schema di un preamplificatore RF con uscita capacitiva. Il circuito di sintonia d'ingresso **L1/C2** e quello di uscita **L2/C5** debbono essere calcolati per potersi sintonizzare sulla gamma di lavoro. Per modificare il guadagno di questo stadio occorre soltanto aumentare o ridurre il valore della resistenza **R2**.
Se il circuito ha tendenza ad autooscillare, collegate al terminale del **Gate 1** una perlina in ferrite come visibile in fig.8 o applicate in parallelo alla bobina **L2** una resistenza di valore compreso tra **2.200 ohm** e **10.000 ohm**.

## AMPLIFICATORE RF con USCITA aperiodica (fig.11)

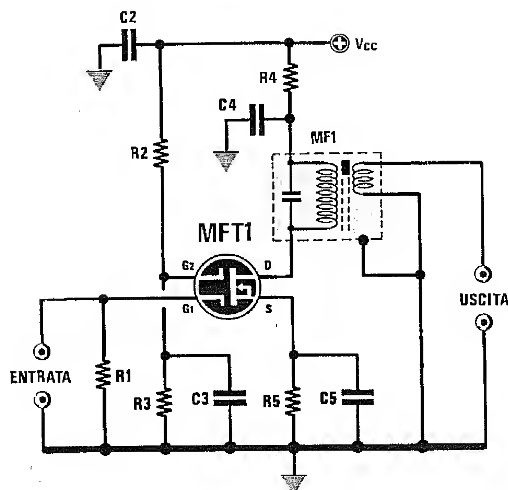
R1 = 220.000 ohm 1/4 watt
R2 = 100.000 ohm 1/4 watt
R3 = 100 ohm 1/4 watt
R4 = 220 ohm 1/4 watt
C1 = 3,3 - 4,7 pF ceramico
C2 = 10/40 pF compensatore
C3 = 100.000 pF poliestere
C4 = 47.000 pF ceramico
C5 = 10.000 pF ceramico
C6 = 100 pF ceramico
C7 = 10.000 pF ceramico
L1 = bobina di sintonia
JAF1 = impedenza 47 microHenry




Schema di un preamplificatore **RF** con uscita **aperiodica**. Per evitare autooscillazioni è necessario che il condensatore **C5** posto sulla giunzione **JAF1-R3** risulti collegato sulla stessa pista di **massa** alla quale collegherete **R4-C7**. I valori della bobina **L1** e del compensatore **C2** vanno scelti in modo da potersi sintonizzare sulla frequenza che vi interessa.

Per variare il **guadagno** si potrà aumentare o ridurre il valore della resistenza **R2**.

## AMPLIFICATORE per MF 455 KHz - 10,7 MHz (fig.12)

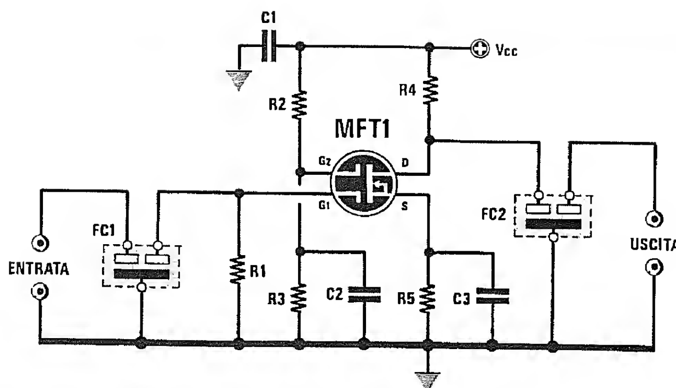



R1 = 220.000 ohm 1/4 watt
R2 = 330.000 ohm 1/4 watt
R3 = 82.000 ohm 1/4 watt
R4 = 100 ohm 1/4 watt
R5 = 680 ohm 1/4 watt
C1 = 100 pF ceramico
C2 = 100.000 pF poliestere
C3 = 10.000 pF ceramico
C4 = 47.000 pF ceramico
C5 = 10.000 pF ceramico
MF1 = Media Frequenza

Per realizzare un amplificatore di **media frequenza** potrete utilizzare lo schema visibile in figura.

Come già saprete, per variare il **guadagno** di questo stadio è sufficiente modificare la tensione di polarizzazione del **Gate 2**, quindi se volete aumentare il guadagno dovrete aumentare il valore della resistenza **R3**, se volete ridurlo dovrete abbassare il valore ohmico di questa sola resistenza.

## AMPLIFICATORE PER FILTRI CERAMICI (fig.13)

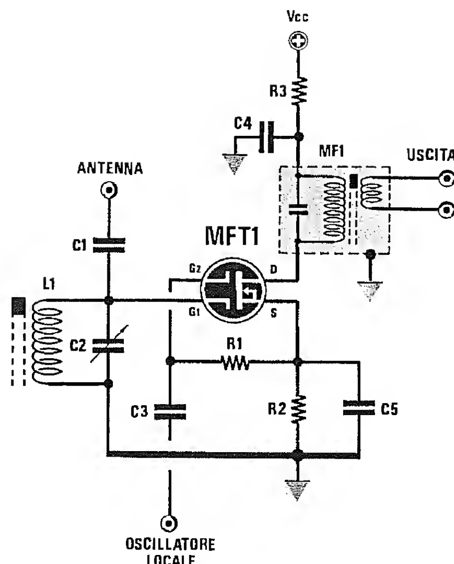



R1 = 1.500 ohm 1/4 watt
R2 = 330.000 ohm 1/4 watt
R3 = 82.000 ohm 1/4 watt
R4 = 470 ohm 1/4 watt
R5 = 150 ohm 1/4 watt
C1 = 100.000 pF poliestere
C2 = 10.000 pF ceramico
C3 = 10.000 pF ceramico
FC1 - FC2 = Filtri ceramici

Per preamplificare dei segnali prelevati sull'uscita di un filtro ceramico (vedi FC1) da **455 KHz** o da **10,7 MHz**, potrete collegare direttamente la sua uscita all'ingresso **Gate 1** del Mosfet. Il filtro d'uscita **FC2** andrà collegato direttamente sul Drain come visibile in figura. Se l'amplificatore ha tendenza ad autooscillare, dovrete provare a collegare tra l'estremità della resistenza **R4** (lato rivolto verso il positivo di alimentazione) e la **massa** un condensatore da **10.000 pF ceramico**, oppure una resistenza da **1.000 - 1.500 ohm** sui due terminali d'uscita del filtro **FC2.**

Provate anche ad abbassare, sperimentalmente, il valore della resistenza **R3** per ridurre il guadagno dello stadio preamplificatore.

## STADIO CONVERTITORE di FREQUENZA (fig.14)



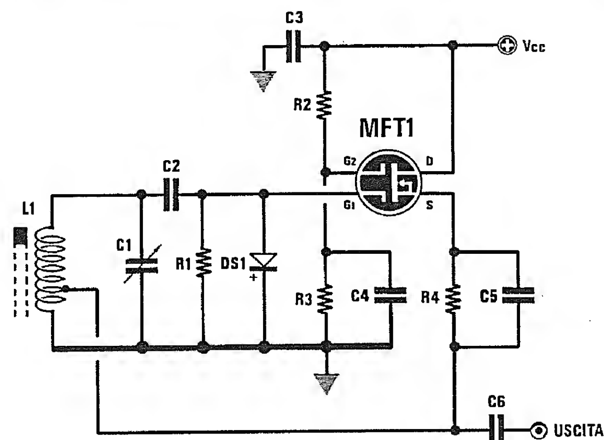

Volendo utilizzare un Mosfet come stadio miscelatore/convertitore, vi consigliamo di utilizzare lo schema riprodotto qui accanto.

Sul **Gate 1** si applicherà la frequenza sintonizzata da **L1/C2**, mentre sul **Gate 2** la frequenza generata da un **oscillatore locale.**

Entrando nei due **Gate** con due diverse frequenze, sul **Drain** del Mosfet potrete prelevare una **terza frequenza** che risulterà pari alla **somma** o alla **sottrazione** delle due frequenze applicate sul **Gate 1** e sul **Gate 2.**

R1 = 47.000 ohm 1/4 watt
R2 = 100 ohm 1/4 watt
R3 = 100 ohm 1/4 watt
C1 = 100 pF ceramico
C2 = 10/40 pF compensatore
C3 = 1.000 pF ceramico
C4 = 10.000 pF ceramico
C5 = 10.000 pF ceramico
MF1 = qualsiasi tipo di MF
L1 = bobina di sintonia

## OSCILLATORE RF VARIABILE (fig.15)




R1 = 100.000 ohm 1/4 watt
R2 = 220.000 ohm 1/4 watt
R3 = 68.000 ohm 1/4 watt
R4 = 100 ohm 1/4 watt
C1 = compensatore di accordo
C2 = 100 pF ceramico
C3 = 100.000 pF poliestere
C4 = 10.000 pF ceramico
C5 = 10.000 pF ceramico
C6 = 22-47 pF ceramico
DS1 = diodo 1N4148 o 1N4150
L1 = bobina di sintonia

In questo oscillatore variabile, il **Source** viene collegato alla bobina di sintonia **L1** tramite **R4-C5**.

La frequenza di lavoro dipende dal numero di spire della bobina **L1** e dalla capacità del compensatore **C1.**

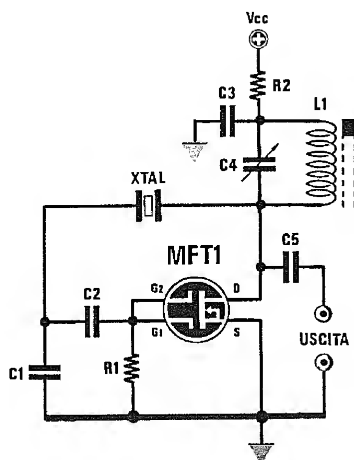
La presa sulla bobina **L1** alla quale dovrete collegare il **Source**, andrà effettuata a circa **1/3** delle spire totali partendo da **massa**.

Pertanto se questa bobina ha un totale di **30 spire**, la presa andrà effettuata sulla **10° spira** dal lato rivolto verso massa.

Facciamo presente che questa presa non è critica, quindi potrete anche effettuarla sulla **8° spira** oppure sulla **15° spira**.

Se il circuito ha difficoltà ad oscillare, potrete **aumentare** il valore della resistenza **R3** in modo da far guadagnare il Mosfet per il suo massimo.

## OSCILLATORE RF QUARZATO (fig.16)

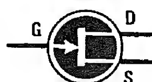



Volendo realizzare uno stadio oscillatore **quarzato** a Mosfet, potrete utilizzare questo schema. Il circuito di accordo **L1/C4** andrà sintonizzato sulla frequenza del **quarzo**, diversamente questo non oscillerà.

In questo circuito può risultare critica la capacità del condensatore **C1**, quindi inizialmente inserite una capacità di **18 pF**, poi provate ad aumentarla fino a **100-120 pF**.

R1 = 100.000 ohm 1/4 watt
R2 = 100 ohm 1/4 watt
C1 = 18-100 pF ceramico
C2 = 10.000 pF ceramico
C3 = 10.000 pF ceramico
C4 = 10/60 pF compensatore
C5 = 18 pF ceramico
L1 = bobina di sintonia

# Conoscere i FET = JFET transistors con giunzione ad effetto di campo






La sigla **FET**, che ormai tutti usano in sostituzione di quella **JFET**, significa **Junction Field Effect Transistor**, ossia transistor con giunzione ad effetto di campo.

Il simbolo grafico utilizzato per distinguere questo componente dagli altri semiconduttori è visibile nelle figg.1-2.

Il **fet** a **canale N**, schematizzato in fig.1, ha la **freccia** del Gate rivolta verso l'interno, mentre il **fet** a **canale P** schematizzato in fig.2 ha la **freccia** del Gate rivolta verso l'esterno.

Come per i comuni transistor, il **fet** a **canale N** viene alimentato applicando la tensione **positiva** sul **Drain** e la tensione negativa sul **Source**, mentre il **fet** a **canale P** viene alimentato applicando la tensione **positiva** sul **Source** e la tensione **negativa** sul **Drain.**

Il **fet** amplifica in **tensione** i segnali applicati sul suo **Gate**, allo stesso modo di una **valvola termoionica**, quindi si differenzia dai comuni **transistor** che amplificano i segnali in **corrente**.

Altre caratteristiche del fet da non sottovalutare sono quella di presentare una elevata **impedenza** d'ingresso (che si aggira sui **10 Megaohm**) e di risultare molto meno **rumoroso** di un transistor o di un amplificatore operazionale, e per questo motivo viene frequentemente utilizzato nei preamplificatori **Hi-Fi** di qualità e nei preamplificatori di **radiofrequenza.**

Il **rumore** è un **fruscio** generato dagli elettroni in movimento all'interno di ogni semiconduttore che, venendo amplificato dagli stadi successivi assieme al segnale di **BF**, si sente, anche se debolmente, nell'altoparlante.

Ad esempio, gli **amplificatori operazionali** tipo **TL.081** generano un rumore di circa **3 microvolt**, che in molti casi può raggiungere i **5 microvolt**.

Un comune **transistor** preamplificatore genera invece un rumore di circa **0,4 microvolt**, cioè un valore **otto/dieci** volte inferiore a quello prodotto da un operazionale.

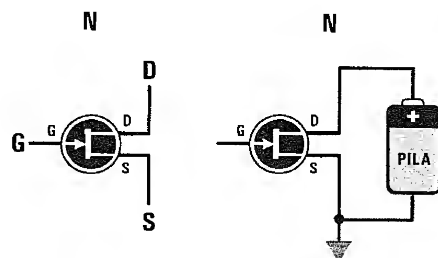



**Fig.1 Nei fet a canale N, la freccia del Gate è rivolta verso l'interno. In questi fet, la tensione positiva va applicata sul Drain.**

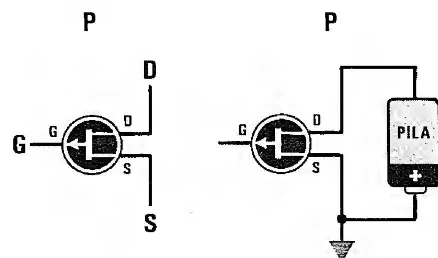



**Fig.2 Nei fet a canale P, la freccia del Gate è rivolta verso l'esterno. In questi fet, la tensione positiva va applicata sul Source.**

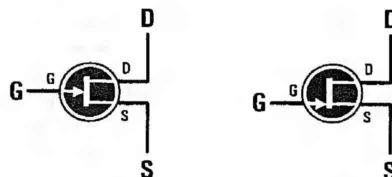



**Fig.3 Se la linea del Gate è posta al centro, il Source ed i Drain si potrebbero anche invertire, ma in pratica è meglio non farlo.**

Un comune **fet** preamplificatore genera un rumore di soli **0,2 microvolt**, cioè la **metà** di quello generato da un transistor e **quindici/venticinque** volte inferiore a quello di un operazionale.

## CARATTERISTICHE PRINCIPALI

Alcune delle caratteristiche dei **fet** sono indicate con delle sigle che non tutti forse sono in grado di decifrare, quindi prima di proseguire ci soffermiamo a spiegarne il significato:

**PD mW** = indica la massima potenza in **milliwatt** dissipabile dal **fet** ad una temperatura ambiente di **25 gradi**.

**Vds** = indica la massima **tensione** in **volt** applicabile tra il **Drain** ed il **Source**.

**IDss** = indica la corrente in **milliamper** che scorre sul **Drain** del fet quando il **gate** è collegato a massa.

**Igss** = indica la corrente di fuga che è sempre molto bassa in quanto si aggira intorno a pochi **nanoamper**.

**Vgs** = indica la differenza di tensione presente tra i terminali **Gate** e **Source**. Questa tensione è quella che appare ai capi della **resistenza** posta tra il terminale **Source** e la **massa**.

**Vds** = indica la **tensione** presente tra i terminali **Drain** e **Source**.

**Yfs** o **gm** o **RE (Yfs)** = indica la **transconduttanza** Gate - Source del fet espressa in **millimho** (abbreviato **mmho**), equivalenti ai **milliSiemens** (abbreviato **mS**), che consente di calcolare il massimo **guadagno** che è possibile ottenere dallo stadio preamplificatore conoscendo il valore ohmico della **resistenza** applicata sul **Drain** e sul **Source.**

Nella Tabella n.1 sono elencate le caratteristiche dei fet più noti attualmente reperibili in commercio.

**Nota:** Vi sono molti fet in cui è possibile utilizzare indifferentemente il Source come Drain o viceversa (vedi fig.3).

Questa particolarità è in genere specificata dalla Casa Costruttrice con la nota:

**"Simmetrical geometry,**
**Drain and Source interchangeable".**

Tra quelli indicati nella **Tabella n.1**, i fet con **Drain** e **Source** interscambiabili sono quelli contrassegnati con un **asterisco**.

Da prove pratiche da noi effettuate abbiamo però constatato che ciò **non** sempre è **vero**, infatti alcuni fet hanno mantenuto le stesse caratteristiche specificate dalla Casa Costruttrice, mentre in altri invertendo il **Source** con il **Drain**, il segnale **non** viene amplificato.

Detto questo, vi consigliamo di **non** fidarvi troppo di questa caratteristica, quindi utilizzate sempre il fet rispettando i due terminali **Drain** e **Source** come indicato dall'applicazione.

## Il Fet come AMPLIFICATORE

Lo schema base per realizzare uno stadio preamplificatore è riportato in fig.4.

Nel caso di uno stadio con **Source** a **massa**, le formule normalmente utilizzate per calcolare **il** valore delle resistenze **R2 - R3** ed il **guadagno** sono le seguenti:

**R2 in ohm = (Vgs : mA Drain) x 1000**
**R3 in ohm = (Vcc : 2) : mA Drain x 1000**
**Guadagno = (Yfs x R3) : 1.000**

Poichè anche **i fet,** come qualsiasi altro componente, hanno delle **tolleranze,** queste formule vi daranno dei valori per **R2-R3** che all'atto pratico servono a ben poco.

**TABELLA N.1**

| Fet | tipo | PD mW | Vds V | IDss mA | Yfs mS | MHz |
|---|---|---|---|---|---|---|
| BF.244 | N | 200 | 30 | 20 | 5,0 | 100 |
| BF.245 * | N | 300 | 30 | 6,0 | 5,0 | 100 |
| BF.256 * | N | 300 | 30 | 10 | 5,0 | 800 |
| BC.264 * | N | 300 | 30 | 6,0 | 3,5 | 100 |
| J.174 * | P | 360 | 30 | 100 | 10 | 140 |
| J.310 | N | 360 | 25 | 50 | 12 | 450 |
| U.310 | N | 500 | 25 | 30 | 15 | 450 |
| MPF.102 | N | 360 | 25 | 20 | 1,6 | 100 |
| PN.4416 | N | 360 | 30 | 15 | 7,5 | 400 |
| 2N.3819 * | N | 200 | 25 | 10 | 6,5 | 100 |

**NOTA: In tutti i fet contrassegnati da un asterisco è possibile invertire il Drain con il Source.**

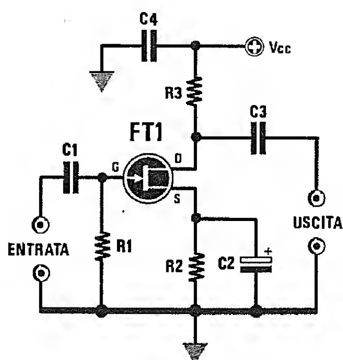



**Fig.4 Schema di un preamplificatore a Fet.**

**R1 = 1 megaohm 1/4 watt**
**R2-R3 = leggere articolo**
**C1-C4 = 100.000 pF poliestere**
**C2 = 10 microF. elettrolitico**
**C3 = 1 microF. poliestere**
**GUADAGNO = Yfs x (R3-R2) : 1.000**

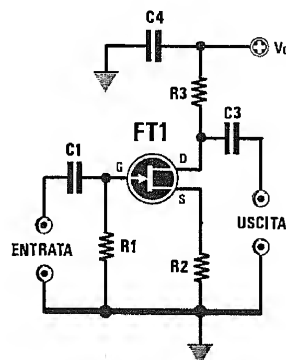



**Fig.5 Se nel circuito di fig.4 viene tolto il condensatore elettrolitico C2 posto in parallelo alla resistenza di Source, il guadagno si calcola utilizzando la formula:**

**GUADAGNO = R3 : R2**

**Per ricavare il valore di R3-R2 vedere gli esempi riportati nell'articolo.**

Se poi del **fet** che volete utilizzare non conoscete nessuna delle caratteristiche fondamentali, vi chiederete come sia necessario procedere per calcolare il valore delle due resistenze **R2-R3** ed il **guadagno**.

Vi indicheremo perciò la soluzione più semplice per ricavare il valore di **R2-R3** senza conoscere le caratteristiche del **fet.**

## SISTEMA per ricavare il valore di R2-R3

**1°** Prendete il **fet** ed in serie al **Drain** collegate un milliamperometro (oppure un tester) commutato sulla portata di **5 milliamper** fondo scala e, a **massa**, il terminale di **Gate** (vedi fig.6).

**2°** Applicate sul **Drain** la tensione di alimentazione che verrà utilizzata nello stadio preamplificatore. Quindi per realizzare uno stadio da alimentare a **9 volt**, dovrete applicare sul **Drain** una tensione di **9 volt**, se volete realizzare uno stadio da alimentare a **24 volt**, dovrete applicare sul **Drain** una tensione di **24 volt**.

**3°** A questo punto procuratevi delle resistenze che abbiano i seguenti valori:

**4.700 - 3.900 - 3.300 - 2.700 - 2.200 - 1.800**
**1.500 - 1.200 - 1.000 - 820 - 680 - 560 ohm**

**4°** Iniziate ad inserire queste resistenze tra il **Source** e la **massa**, partendo dal valore più alto, cioè **4.700 ohm**, poi scendete sui valori inferiori, controllando attentamente la **corrente assorbita.**

**5°** Per realizzare uno stadio **preamplificatore** con un **guadagno elevato**, dovrete scegliere una resistenza di **Source** che faccia assorbire al **fet** una corrente compresa tra **0,5** e **1,2 milliamper.**

**6°** Per realizzare uno stadio **pilota** con un **guadagno medio**, dovrete scegliere una resistenza di **Source** che faccia assorbire al **fet** una corrente compresa tra **1,5** e **2,5 milliamper.**

**7°** Determinato il valore ohmico da utilizzare per la resistenza **R2** da collegare tra il **Source** e la **massa**, potrete calcolare il valore della **R3**.

**8°** Per calcolare il valore della **R3** da applicare sul **Drain**, dovrete conoscere il valore della tensione di alimentazione che siglerete **Vcc.** Ammesso che questa tensione risulti di **18 volt**, che la resistenza applicata sul **Source** sia da **2.200 ohm** e che con questo valore il fet assorba **0,9 milliamper**, la formula da utilizzare sarà la seguente:

**R3 ohm = (Vcc : 2) : mA x 1.000**

inserendo i dati in vostro possesso otterrete:

**(18 : 2) : 0,9 x 1.000 = 10.000 ohm**

In questo caso, risultando **10.000 ohm** un valore **standard** non avrete problemi.

## CONOSCERE il GUADAGNO

Per conoscere quante **volte** viene amplificato il segnale applicato sul **Gate**, potrete utilizzare la formula:

**Guadagno = (Yfs x R3) : 1.000**

Ammesso che si sappia che il **fet** prescelto ha una **Yfs** di **2,2 mS (microSiemens)** e che la resistenza **R3** risulta da **10.000 ohm**, in teoria si dovrebbe ottenere un **guadagno** di:

**(2,2 x 10.000) : 1.000 = 22 volte**

Dalle nostre esperienze pratiche abbiamo dedotto che la formula che ci permette di ottenere un valore molto più vicino alla **realtà** è la seguente:

**Guadagno = Yfs x (R3 - R2) : 1.000**

Quindi con i valori sopra riportati il circuito amplificherà un segnale di:

**2,2 x (10.000 - 2.200) : 1.000 = 17 volte**

e, come potrete constatare, da **22 volte** siamo scesi a **17 volte.**

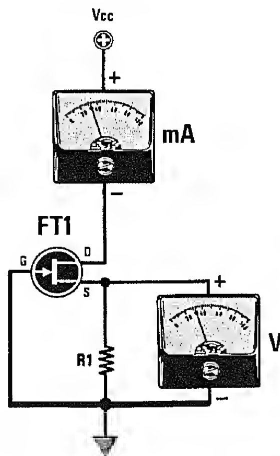



**Fig.6 Per conoscere quanti mA scorrono sul Drain si potrà utilizzare questo schema. Modificando il valore della resistenza di Source varierà la corrente di Drain, ma non varierà la tensione ai capi della resistenza R1, che rimarrà costante su valori compresi tra 1 e 3 volt circa.**

**Nota** = Questo **guadagno** si ottiene soltanto se ai capi della resistenza di **Source** risulta collegato un **condensatore elettrolitico** (vedi fig.4), ma se realizzerete questo circuito vi accorgerete che il guadagno risulta **minore**.

Se toglierete il **condensatore elettrolitico** posto in parallelo alla resistenza **R2**, il guadagno **scenderà** e la formula che vi permetterà di ottenere un valore più vicino alla **realtà** è la seguente:

**Guadagno = R3 : R2**

Nel caso preso in esame otterrete un **guadagno** di sole:

**10.000 : 2.200 = 4,5 volte**

Abbiamo detto che questi sono i valori che più si avvicinano alla **realtà**, perchè bisogna sempre tener presente le **tolleranze** delle resistenze e della **Yfs.**

**Esempio** = Ammettiamo che si desideri realizzare un amplificatore **pilota** da alimentare con una tensione di **12 volt** e che per questo stadio si sia scelto un **fet** che i manuali confermano avere una **Yfs** di **12 mS**.

Facendo assorbire al circuito **2 milliamper**, si desidera calcolare il valore delle resistenze **R2-R3** e conoscere anche quante volte viene amplificato il segnale applicato sul **Gate** con e senza il **condensatore elettrolitico** applicato in parallelo alla resistenza **R2**.

- La prima operazione che dovrete effettuare sarà quella di controllare quale resistenza collegare tra **Source** e **massa** (vedi fig.6) per ottenere un assorbimento che si avvicini il più possibile ai **2 milliamper** prefissati.

- Se, ad esempio, collegaste sul **Source** di un fet che assorbe 1,95 mA una resistenza da **1.000 ohm**, questo valore risulterà molto vicino a quello richiesto, quindi lo potrete scegliere per la **R2**.

- A questo punto potrete calcolare il valore della resistenza **R3** usando la formula:

**R3 ohm = (Vcc : 2) : mA x 1.000**

**(12 : 2) : 1,95 x 1.000 = 3.076 ohm**

Poichè questo valore non è **standard**, potrete tranquillamente utilizzare una resistenza da **3.300 ohm** oppure da **2.700 ohm**, tenendo presente che:

- se userete una resistenza da **3.300 ohm**, il fet assorbirà una corrente leggermente **minore** e otterrete un **guadagno** leggermente **maggiore**.

- se userete una resistenza da **2.700 ohm**, il fet assorbirà una corrente leggermente **maggiore** e otterrete un **guadagno** leggermente **minore**.

- applicando in parallelo alla resistenza **R2** di **Source** un condensatore elettrolitico (vedi fig.4), potrete conoscere il guadagno che otterrete usando una resistenza da **3.300 ohm** oppure da **2.700 ohm**, utilizzando la formula:

**Guadagno = Yfs x (R3 - R2) : 1.000**

**12 x (3.300 - 1.000) : 1.000 = 27,6 volte**
**12 x (2.700 - 1.000) : 1.000 = 20,4 volte**

- se toglierete il condensatore elettrolitico posto in parallelo alla resistenza **R2** (vedi fig.4), otterrete i seguenti **guadagni**:

**Guadagno = R3 : R2**

**3.300 : 1.000 = 3,3 volte**
**2.700 : 1.000 = 2,7 volte**

Si noti la differenza di **guadagno** che si ottiene con e senza il **condensatore elettrolitico** applicato in parallelo alla resistenza **R2** di **Source**.

Conoscendo il **guadagno** in **tensione**, potrete convertirlo in un **guadagno** in **dB** con l'aiuto della **Tabella** dei **dB** pubblicata in questo stesso volume.

Ritornando allo schema riportato in fig.4, noterete che la resistenza **R1** applicata tra il **Gate** e la **massa** risulta da **1 Megaohm**.

Questa resistenza determina l'**impedenza d'ingresso**, quindi questo stadio preamplificatore avrà un'impedenza di **1 Megaohm.**

Nel **fet** questo valore di resistenza può essere modificato senza che il **guadagno** subisca variazioni.

Se per **R1** utilizzerete una resistenza da **100.000 ohm**, otterrete una **impedenza d'ingresso** di **100.000 ohm,** se utilizzerete una resistenza da **47.000 ohm** otterrete una **impedenza d'ingresso** di **47.000 ohm** e il **guadagno** dello stadio preamplificatore rimarrà identico.

Completato uno stadio preamplificatore, se misurerete la **tensione** tra il terminale **Drain** e la **massa** troverete un valore di tensione molto prossimo a **metà** della tensione di alimentazione, quindi se avete alimentato il circuito con una tensione di **12 volt,** sul **Drain** troverete circa **6 volt** e se avete alimentato il circuito con **18 volt**, sul **Drain** troverete circa **9 volt.**

Dovrete sempre ricordare di non **amplificare** esageratamente un segnale per evitare che le due estremità dell'**onda sinusoidale** vengano **distorte** (vedi figg.7-8).

Quindi se alimenterete uno stadio con una tensione di **12 volt**, la massima ampiezza del segnale **amplificato** non dovrà mai superare gli **8 volt picco/picco**, mentre se alimenterete il circuito con **18 volt** la massima ampiezza del segnale **amplificato** potrà raggiungere anche i **14 volt picco/picco.**

**Nota =** La tensione di alimentazione può essere variata in **più** o in **meno** di un **20%**, senza modificare i valori delle due resistenze **R2-R3**. Pertanto, se calcolerete queste due resistenze per una tensione di alimentazione di **15 volt**, potrete tranquillamente alimentare il circuito sia a **12** che a **18 volt.**

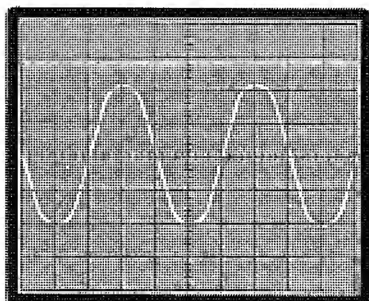


**Fig.7 Per evitare distorsioni non amplificate un segnale in modo esagerato. L'ampiezza massima che potrete raggiungere deve risultare inferiore al valore della tensione di alimentazione.**

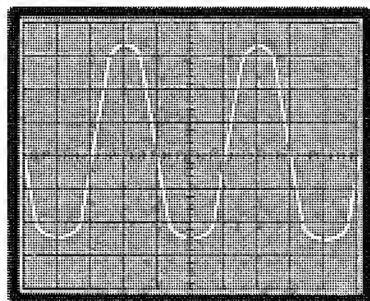


**Fig.8 Se il segnale in ingresso presenterà un'ampiezza troppo elevata, la sinusoide che preleverete sul Drain risulterà "schiacciata" sull'estremità inferiore o su quella superiore.**

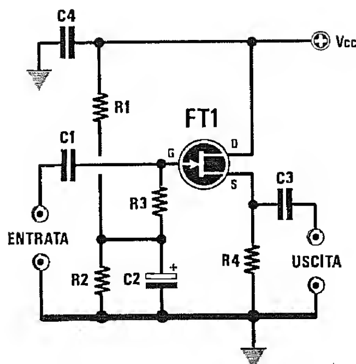



**Fig.9 Schema di uno stadio buffer per BF.**

R1-R2 = 47.000 ohm 1/4 watt
R3 = 1 megaohm 1/4 watt
R4 = 1.000 ohm 1/4 watt
C1 = 100.000 pF poliestere
C2 = 10 microF. elettrolitico
C3 = 1 microF. poliestere
C4 = 100.000 pF poliestere

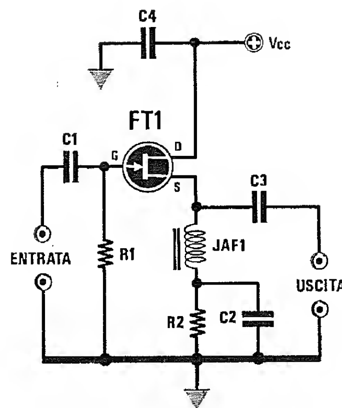



**Fig.10 Schema di uno stadio buffer per RF.**

R1 = 1 megaohm 1/4 watt
R2 = 220 ohm 1/4 watt
C1 = 1.000 pF ceramico
C2 = 1.000 pF ceramico
C3 = 1.000 pF ceramico
C4 = 10.000 pF ceramico
JAF1 = impedenza da 10 microhenry

## Il FET come STADIO SEPARATORE

Sul **Drain** di uno stadio preamplificatore potrete prelevare un segnale di **BF** con una **impedenza**, che difficilmente potrà scendere sotto ai **1000 ohm**.

Per disporre di un segnale **BF** a **bassa impedenza**, potrete utilizzare uno stadio **separatore**, chiamato anche **buffer** (vedi fig.9) ed in questo caso il segnale verrà prelevato sul terminale **Source** anzichè sul **Drain.**

In questa configurazione il fet **non amplifica**, quindi il segnale che applicherete sul **Gate** lo ritroverete sul **Source** con la stessa ampiezza.

La resistenza applicata tra il **Source** e la **massa** determina l'impedenza di **uscita** del fet, che sarà indicativamente pari al suo valore ohmico.

In pratica se utilizzerete per **R4** una resistenza da **1.000 ohm**, l'impedenza di uscita risulterà di circa **1.000 ohm**.

Se applicherete una resistenza di valore inferiore, ridurrete il valore ohmico dell'impedenza di uscita, ma dovrete tener presente che riducendo il valore di questa resistenza il **fet** assorbirà più **corrente**, quindi dovrete controllare con un tester che la corrente di **Drain** non superi mai i **5 milliamper.**

Le resistenze **R1-R2** di identico valore servono per polarizzare il **Gate** a **metà** tensione di alimentazione, quindi tra il terminale **Source** e la **massa** sarà presente circa **metà tensione** di alimentazione.

Sul **Gate** di questo stadio separatore potrete applicare qualsiasi segnale di **BF**, purchè la sua ampiezza **picco/picco** risulti **minore** del valore della tensione di alimentazione.

Pertanto, se alimenterete questo stadio con una tensione di **9 volt**, potrete applicare un segnale **massimo** di circa **6 volt picco/picco**, mentre se lo alimenterete con una tensione di **24 volt**, potrete applicare un segnale **massimo** di circa **20 volt picco/picco**.

## BUFFER per RADIOFREQUENZA

Anche in **radiofrequenza** può risultare utile disporre di un **buffer** che converta un segnale ad **alta impedenza** in uno a **bassa impedenza.**

Lo schema che consigliamo di usare in **RF** è visibile in fig.10 e si differenzia da quello di **BF** per la mancanza della tensione di polarizzazione sul **Gate** e per la presenza tra il **Source** e la resistenza di **massa** di una impedenza di **blocco** per l'alta frequenza siglata JAF1.

L'impedenza siglata **JAF1** potrà essere una normale **VK.200** o una minuscola impedenza a bastoncino (vedi fig.11) da **10 microHenry.**



**Fig.11 L'impedenza JAF1 di blocco per la RF può essere una VK.200 o a bastoncino.**

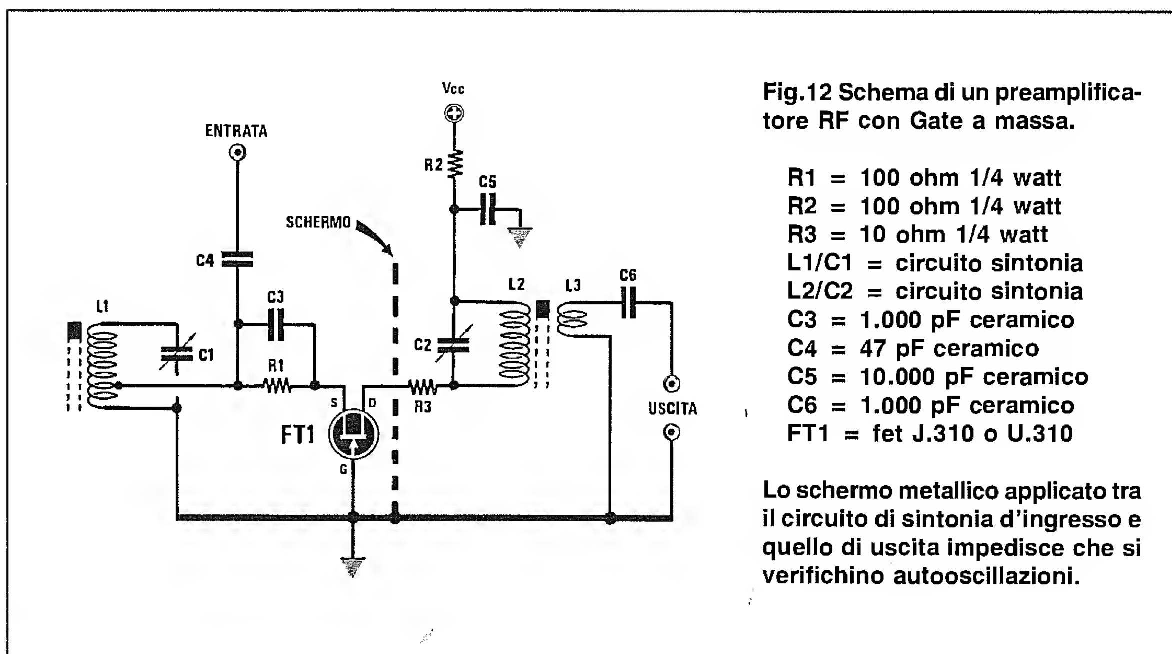



**Fig.12 Schema di un preamplificatore RF con Gate a massa.**

**R1 = 100 ohm 1/4 watt**
**R2 = 100 ohm 1/4 watt**
**R3 = 10 ohm 1/4 watt**
**L1/C1 = circuito sintonia**
**L2/C2 = circuito sintonia**
**C3 = 1.000 pF ceramico**
**C4 = 47 pF ceramico**
**C5 = 10.000 pF ceramico**
**C6 = 1.000 pF ceramico**
**FT1 = fet J.310 o U.310**

**Lo schermo metallico applicato tra il circuito di sintonia d'ingresso e quello di uscita impedisce che si verifichino autooscillazioni.**

## PREAMPLIFICATORE per RADIOFREQUENZA

Per preamplificare dei segnali di **RF** consigliamo di usare la configurazione con **Gate** a **massa** (vedi fig.12), perchè oltre a risultare meno **critica** ha meno tendenza ad **autooscillare**.

I fet più idonei per la **RF** sono **i J.310** e **U.310**, comunque è possibile usare altri tipi di fet, i quali dovranno essere in grado di lavorare almeno su una frequenza **doppia** di quella che si desidera preamplificare.

Il circuito d'ingresso **L1/C1** verrà calcolato sulla frequenza da amplificare.

Il **Source** andrà collegato alla bobina **L1** tramite la resistenza **R1** ed un terminale del condensatore **C3** dovrà essere collegato ad una o due spire verso massa per poter prelevare un segnale a **bassa impedenza**.

Il circuito d'uscita **L2/C2**, sempre calcolato sulla frequenza di lavoro, andrà tenuto separato dal circuito d'ingresso per mezzo di un lamierino di schermo, diversamente il circuito potrebbe autooscillare.

La bobina di **link**, siglata **L3** e composta di **1-2** spire, andrà avvolta sopra **L2** dal lato di alimentazione, cioè verso la resistenza **R2**.

Il **guadagno** di questo stadio si aggira intorno ai **20-23 dB** in **potenza** e in questa configurazione **il fet** assorbe circa **5 milliamper**.

## PREAMPLIFICATORI CASCODE

Per realizzare uno stadio preamplificatore che possa **guadagnare** oltre il **doppio** rispetto a quello di fig.4, la configurazione più raffinata è quella denominata **Cascode** che, come visibile in fig.13, utilizza due identici **fet** posti **in serie**.

Il primo fet siglato **FT1** viene utilizzato come stadio preamplificatore in configurazione **Source** a **massa**, mentre il secondo fet, siglato **FT2**, viene utilizzato come preamplificatore in configurazione **Gate** a **massa.**

Per far sì che questo **Cascode** possa funzionare correttamente, dovrete polarizzare **il Gate** del fet **FT2** con **metà** tensione di alimentazione, pertanto le due resistenze **R4-R5** dovranno necessariamente risultare dello stesso valore.

Per calcolare il valore delle resistenze da applicare sul **Source** e sul **Drain**, potrete utilizzare il metodo descritto nel paragrafo "**SISTEMA per ricavare il valore di R2-R3**".

Per calcolare il **guadagno** di uno stadio **Cascode** dovrete utilizzare la formula:

**Guadagno = (Yfs x 2) x (R3 - R2) : 1.000**

**Esempio** = Ammettiamo che abbiate realizzato un **Cascode** utilizzando due fet identici con una **Yfs** di **3 mS** ed applicando sul **Source** una resistenza da **1.000 ohm (R2)** e sul **Drain** una resistenza da **3.900 ohm.**

Per conoscere di quante **volte** verrà amplificato il segnale applicato sull'ingresso, potrete eseguire queste semplici operazioni:

- **moltiplicate** per **2** il valore della **Yfs** e così facendo otterrete **3 x 2 = 6.**

- **sottraete** alla **R3** il valore della **R2**, ottenendo così **3.900 - 1.000 = 2.900 ohm.**

- avendo già eseguito le due operazioni **Yfs x 2** e **R3 - R2**, nella formula inserirete questi due risultati e così facendo otterrete:

**(6 x 2.900) : 1.000 = 17 volte**

Poichè la formula per calcolare il **guadagno** di un **Cascode** si differenzia da quella riportata nel paragrafo "**CONOSCERE il GUADAGNO**", solo dopo aver moltiplicato **x2** il valore della **Yfs si** potrà affermare che un **Cascode** guadagna circa il **doppio** rispetto allo stadio di fig.4, purchè si utilizzino gli stessi **fet**.

Infatti, se in un **Cascode** inserirete dei fet con una **Yfs** di **12 mS**, il **guadagno** salirà vertiginosamente.

Conoscendo il **guadagno** in **tensione**, potrete convertirlo in un **guadagno** in **dB** con l'aiuto della **Tabella dei dB** pubblicata in questo stesso volume.

## CASCODE tipo MICROAMP

Una configurazione poco conosciuta, ma molto interessante per applicazioni **Hi-Fi**, è il **Cascode** denominato **Microamp**.

Come visibile in fig.14, le differenze che esistono tra questo stadio e quello visibile in fig.13 sono irrisorie, ma aumentano invece le prestazioni.

In questo **Cascode**, che può essere alimentato da una qualsiasi tensione da un **minimo** di **9 volt** ad un **massimo** di **30 volt**, non occorre applicare nessuna resistenza nè sul **Source** nè sul **Drain**.

Il **Gate** del fet **FT2** andrà sempre alimentato a **metà** tensione di alimentazione, pertanto le due resistenze **R2-R3** dovranno necessariamente risultare dello stesso valore.

Sulla giunzione del partitore resistivo **R2-R3** e sulla giunzione del **Drain/Source** dei due fet, andrà collegato un condensatore **poliestere** da **1 microFarad.**

Il segnale preamplificato verrà prelevato sulla giunzione **Drain/Source** da un condensatore al **poliestere** da **1 microFarad**, per poter ridurre al minimo la reattanza capacitiva sulle frequenze molto basse della gamma **audio.**

Questo **Cascode** ha una banda passante perfettamente lineare da **10 Hz** a circa **2 Megahertz** e poichè ha anche un **bassissimo rumore**, trova un largo impiego nel campo dell'**Hi-Fi**.

Il valore della resistenza **R1** determina l'impedenza d'**ingresso**, mentre l'impedenza d'uscita è nell'ordine dei **2.000 ohm**.

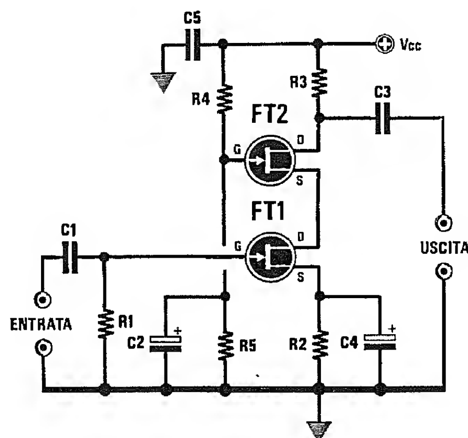



**Fig.13 Preamplificatore Cascode per BF.**

**GUADAGNO = (Yfs x 2) x (R3 - R2) : 1.000**

**R1 = 1 megaohm 1/4 watt**
**R2 = (Vgs : mA Drain) x 1.000**
**R3 = (Vcc : 2) : mA Drain x 1.000**
**R4-R5 = 47.000 ohm 1/4 watt**
**C1-C5 = 100.000 pF poliestere**
**C2-C4 = 10 mF elettr. 25 volt**
**C3 = 1 mF poliestere**
**FT1 - FT2 = qualsiasi fet a canale N**

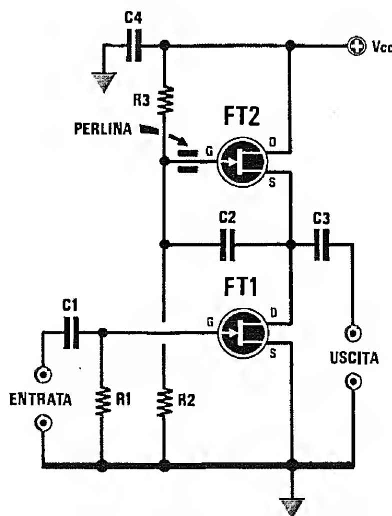



**Fig.14 Preamplificatore Microamp per BF.**

**R1 = 1 megaohm 1/4 watt**
**R2-R3 = 100.000 ohm 1/4 watt**
**C1-C4 = 100.000 pF poliestere**
**C2-C3 = 1 mF poliestere**
**FT1 - FT2 = qualsiasi fet a canale N**

**Nota = Per evitare autooscillazioni in RF, applicate sul Gate di FT2 una perlina in ferrite.**

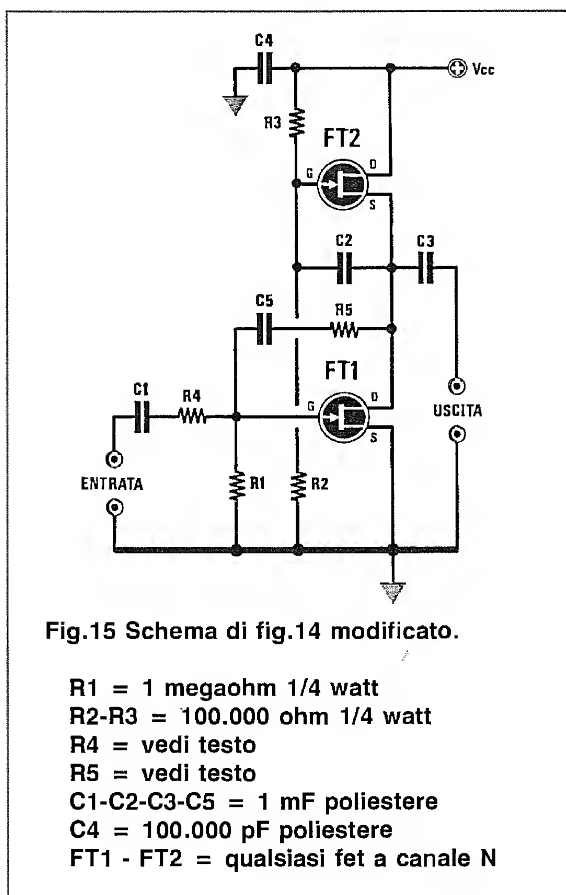



**Fig.15 Schema di fig.14 modificato.**

**R1 = 1 megaohm 1/4 watt**
**R2-R3 = 100.000 ohm 1/4 watt**
**R4 = vedi testo**
**R5 = vedi testo**
**C1-C2-C3-C5 = 1 mF poliestere**
**C4 = 100.000 pF poliestere**
**FT1 - FT2 = qualsiasi fet a canale N**

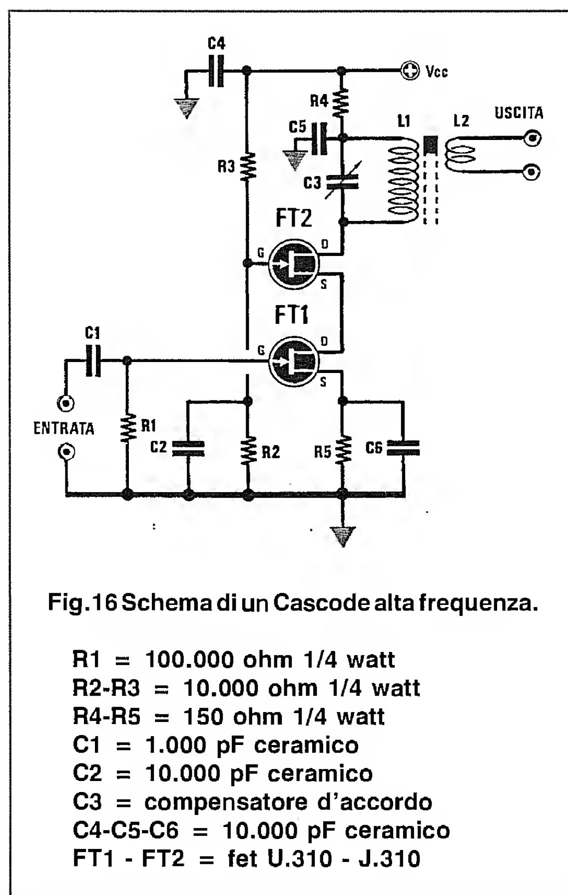



**Fig.16 Schema di un Cascode alta frequenza.**

**R1 = 100.000 ohm 1/4 watt**
**R2-R3 = 10.000 ohm 1/4 watt**
**R4-R5 = 150 ohm 1/4 watt**
**C1 = 1.000 pF ceramico**
**C2 = 10.000 pF ceramico**
**C3 = compensatore d'accordo**
**C4-C5-C6 = 10.000 pF ceramico**
**FT1 - FT2 = fet U.310 - J.310**

Il **guadagno** di questo stadio varia al variare della tensione di alimentazione:

**30 volt = guadagno 50 volte pari a 34 dB**
**24 volt = guadagno 32 volte pari a 30 dB**
**12 volt = guadagno 26 volte pari a 28 dB**

Per **ridurre** il **guadagno** in un **Cascode Microamp**, si dovrà modificare lo schema come visibile in fig.15, cioè controreazionare il circuito utilizzando due resistenze ed un condensatore (vedi **R4-R5-C5**).

In questa configurazione **il guadagno** non dipenderà più dal valore della tensione di alimentazione, ma dal rapporto tra **R4-R5** come qui sottoriportato:

**Guadagno = R5 : R4**

Ammesso di aver utilizzato per **R5** una resistenza di **390.000 ohm** e per la **R4** una resistenza di **22.000 ohm**, il segnale verrà amplificato di:

**390.000 : 22.000 = 17,7 volte**

Per ridurre ulteriormente l'amplificazione, sarà sufficiente **aumentare** il valore della resistenza **R5**.



## CASCODE per RADIOFREQUENZA

La configurazione **Cascode** si può usare anche per preamplificare dei segnali di **RF** (vedi fig.16).

Modificando il valore della resistenza **R2** è possibile aumentare o ridurre il guadagno di questo Cascode.

Aumentando il valore di **R2** portandolo dagli attuali 10.000 ohm a **15.000-18.000 ohm**, aumenterà il guadagno, riducendo invece il valore di **R2** portandolo dagli attuali 10.000 ohm a **4.700-3.900 ohm**, il guadagno si ridurrà.

Con i valori indicati nello schema elettrico di fig.16 si ottiene un guadagno di circa **20 dB**.

Facciamo presente che, aumentando il guadagno, lo stadio potrebbe facilmente autooscillare.

Il circuito di accordo **L1/C3** collegato sul **Drain** del fet **FT2**, andrà calcolato per sintonizzarsi sulla frequenza da amplificare.

La bobina di **link** siglata **L2** composta da **1-2 spire**, andrà avvolta sulla bobina **L1** dal lato dell'alimentazione **positiva**.

Vi ricordiamo che per realizzare un **Cascode** bisogna usare due fet identici.

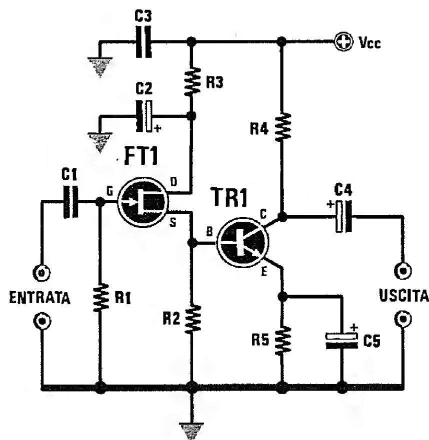



Fig.17 Schema di un preamplificatore di BF.

R1 = 100.000 ohm 1/4 watt
R2 = 560 ohm 1/4 watt
R3 = 100 ohm 1/4 watt
R4 = 1.000 ohm 1/4 watt
R5 = 270 ohm 1/4 watt
C1 = 100.000 pF poliestere
C2-C4-C5 = 4,7 mF elettr. 25 volt
C3 = 100.000 pF poliestere
FT1 = qualsiasi fet a canale N
TR1 = NPN BC.239, BC.237 o equivalenti

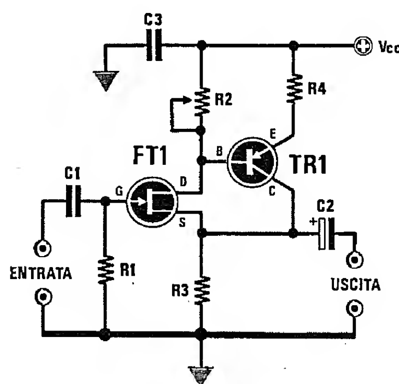



Fig.18 Schema di un buffer che utilizza un Fet ed un transistor PNP. Il trimmer R2 andrà tarato fino a leggere sul Collettore di TR1 1/2 tensione di alimentazione.

R1 = 1 megaohm 1/4 watt
R2 = 4.700 ohm trimmer
R3 = 1.000 ohm 1/4 watt
R4 = 100 ohm 1/4 watt
C1 = 100.000 pF poliestere
C2 = 4,7 mF elettr. 25 volt
C3 = 100.000 pF poliestere
FT1 = qualsiasi fet a canale N
TR1 = PNP BC.309, BC.307 o equivalenti

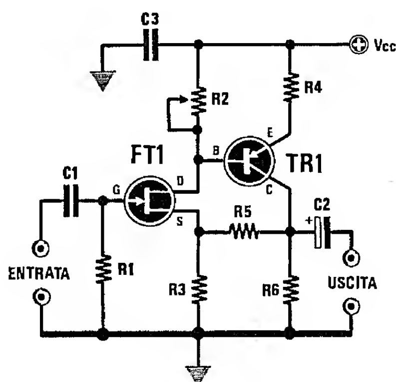



Fig.19 In questo stadio il guadagno si calcola con la formula sottoriportata:

GUADAGNO = R5 : R3

R1 = 1 megaohm 1/4 watt
R2 = 4.700 ohm trimmer
R3 = 1.000 ohm 1/4 watt
R4 = 100 ohm 1/4 watt
R5 = 10.000 ohm 1/4 watt
R6 = 1.000 ohm 1/4 watt
C1-C3 = 100.000 pF poliestere
C2 = 10 mF elettr. 25 volt
FT1 = qualsiasi fet a canale N
TR1 = PNP BC.309, BC.307 o equivalenti

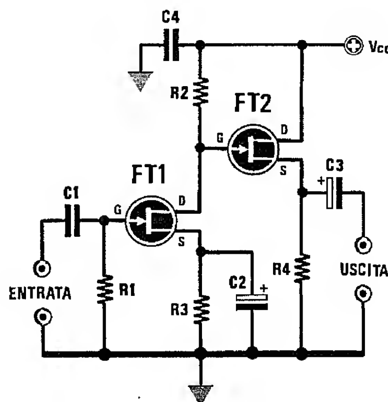



Fig.20 Schema di un buffer che utilizza due Fet. Il guadagno si calcola con la formula:

GUADAGNO = Yfs x (R2 - R3) : 1.000

R1 = 1 megaohm 1/4 watt
R2 = (Vcc : 2) : mA Drain x 1.000
R3 = (Vgs : mA Drain) x 1.000
R4 = 2.200 ohm 1/4 watt
C1 = 100.000 pF poliestere
C2 = 10 mF elettr. 25 volt
C3 = 10 mF elettr. 25 volt
C4 = 100.000 pF poliestere
FT1 - FT2 = qualsiasi fet a canale N

# Conoscere i GaAs-fet transistors per UHF e SHF






La sigla **GaAs-fet** significa **G**allium **A**rsenide **F**ield **E**ffect **T**ransistor, ovvero Transistor ad effetto di campo all'Arseniuro di Gallio.

Questo componente viene utilizzato per realizzare **amplificatori RF** o **mixer** in gamma **UHF - SHF** perchè, risultando la velocità di transito degli elettroni in un cristallo all'**Arseniuro di Gallio** quasi tre volte maggiore rispetto a quella in un cristallo al **Silicio**, questa caratteristica gli permette di lavorare fino ed oltre i **20 Gigahertz**.

Come contropartita il cristallo di **Arseniuro di Gallio**, risultando più difficile da riprodurre ed anche molto fragile, fa salire il costo di questo semiconduttore.

Il **GaAs-fet** si può paragonare a **due** fet posti in cascata come visibile in fig.3, quindi, oltre ai due terminali di **Source** e **Drain** è provvisto, come il Mosfet, di due ingressi indicati **Gate 1** e **Gate 2**.

Il simbolo grafico del **GaAs-fet** è riprodotto in fig.1 e, poichè viene costruito solo a canale **N**, il suo **Drain** andrà sempre rivolto verso la tensione **positiva** di alimentazione.

Sul **Gate 1** verrà sempre applicato il segnale da preamplificare, mentre sul **Gate 2** verrà applicata una tensione **positiva** che servirà a controllare il **guadagno** del **GaAs-fet**.

Il **massimo** guadagno si ottiene applicando sul **Gate 2** una tensione positiva di circa **2-3 volt** ed il **minimo** guadagno collegando a **massa** tale terminale.

I parametri più importanti di un **GaAs-fet** sono i seguenti:

**Vds** = massima tensione applicabile tra Drain e Source espressa in **volt**.

**IDss** = massima corrente di Drain ammissibile, espressa in **milliamper**, nelle seguenti condizioni:

**Gate 1** = collegato a **massa**
**Gate 2** = polarizzato con **2 volt** positivi

**Yfs** o **gm** o **Re (Yfs)** = indica transconduttanza nel modo **Common Source**, espressa indifferentemente in **millimho (mmho)** o in **milliSiemens (mS)**.

**Power Gain** o **Gps** = guadagno in potenza espresso in **dB** ad una frequenza nota su un carico resistivo puro di **50 ohm**.

Questo parametro viene indicato dalle Case Costruttrici assumendo come riferimento un circuito applicativo da esse collaudato sul quale vengono effettuate le misure, quindi non si tratta di un dato teorico ma pratico e riscontrato su un circuito funzionante.

**NF** = figura di rumore ad una **frequenza nota** espressa in **dB**.

**f** = frequenza massima di lavoro espressa in **Gigahertz**.

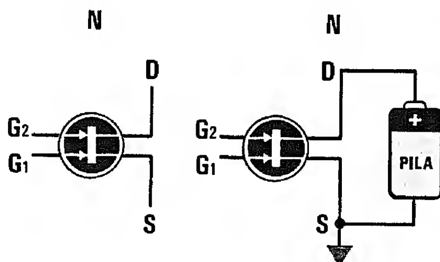



**Fig.1 Il GaAs-fet viene disegnato negli schemi elettrici con questo simbolo grafico. Poichè tutti i GaAs-fet sono solo a canale N, il loro Drain andrà sempre rivolto verso il positivo di alimentazione ed il loro terminale Source verso massa.**

Il parametro **f** indica fino a quale frequenza il **GaAs-fet** è in grado di amplificare circa **10 dB** in potenza con una bassa figura di rumore.

Nella **Tabella n.1** riportiamo le caratteristiche principali di alcuni GaAs-fet.

Vedendo in questi dati delle **Noise/Figure** di poco inferiori a **1,6 dB** su frequenze di lavoro di diversi **Gigahertz**, si potrebbe pensare che facendo lavorare il **GaAs-fet** su frequenze notevolmente **inferiori**, la **NF** rimanga costante o addirittura migliori.

Purtroppo la **NF** varia notevolmente al variare della frequenza di lavoro ed anche della corrente che si fa scorrere sul Drain.

In fig.5 abbiamo riportato il grafico della **NF** di un **GaAs-fet** tipo **MRF.966** e qui potrete vedere come varia la **NF** al variare della frequenza di lavoro.

Come noterete, la **minima** figura di rumore si ottiene sulla frequenza di circa **250 MHz** (**NF = 0,8 dB**).

Sulla frequenza di **1.000 MHz**, pari a **1 GHz**, abbiamo già una **NF** di **1,2 dB**.

Se facessimo lavorare **il GaAs-fet** sui **2.500 MHz**, pari a **2,5 GHz**, la figura di rumore salirebbe già a **3 dB**.

Lo stesso dicasi se utilizziamo il **GaAs-fet** per preamplificare frequenze inferiori a **250 MHz**, infatti sui **100 MHz** otterremmo già una figura di rumore di circa **3 dB**, quindi superiore a quella di un normale **Mosfet** che costa di meno ed è meno critico.

Dobbiamo anche far presente che sulle gamme **SHF** serve a ben poco scegliere un **GaAs-fet** con una bassa figura di rumore, se poi nel circuito vengono impiegate delle comuni resistenze che generano più rumore del semiconduttore.

Anche il **guadagno** di un **GaAs-fet**, sempre espresso in **dB**, non è costante su tutte le frequenze, ma tende a diminuire all'aumentare della frequenza.

Nel grafico di fig.6 potete vedere come varia il guadagno in potenza di un **GaAs-fet** tipo **MRF.966** da **250 MHz** fino a **2,5 GHz** alimentandolo con una

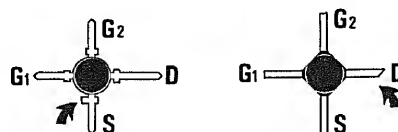



**Fig.2 Connessioni dei terminali del GaAs-fet viste da sopra. Il Drain si riconosce perchè più lungo (vedi disegno di sinistra) o perchè tagliato in diagonale (vedi disegno di destra). Il terminale Source si riconosce perchè ha una piccola sporgenza.**

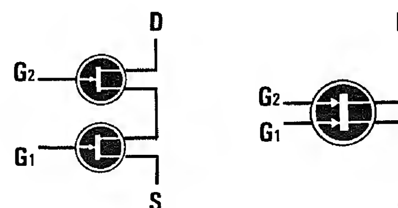



**Fig.3 Un GaAs-fet è equivalente a due fet posti in cascata. Sul Gate 1 va applicato il segnale da amplificare e sul Gate 2 una tensione di polarizzazione.**

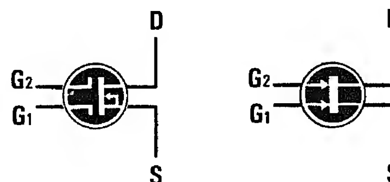



**Fig.4 Per non confondere un GaAs-fet con un Mosfet i suoi due terminali Gate dovrebbero terminare con una freccia, ma in pratica questa regola viene spesso ignorata.**

**TABELLA N.1**

| GaAs-fet | PD mW | Vds Volt | IDss mA | Yfs mS | NF dB | Power Gain GPS | f GHz |
|---|---|---|---|---|---|---|---|
| CF.300P | 200 | 10 | 40 | 25 | da 1,2 a 1 GHz | 23 | 2 |
| CF.910 | 200 | 10 | 40 | 20 | da 1,6 a 1 GHz | 21 | 2 |
| CFK.10 | 200 | 10 | 40 | 20 | da 1,6 a 1 GHz | 21 | 2 |
| MRF.966 | 350 | 10 | 80 | 20 | da 1,2 a 1 GHz | 17 | 2,5 |
| CFY.10 | 500 | 5 | 100 | 45 | da 1,6 a 6 GHz | 13 | 12 |
| CFY.19 | 300 | 6 | 80 | 30 | da 1,7 a 6 GHz | 10 | 12 |
| CFY.25 | 250 | 5 | 80 | 40 | da 1,6 a 12 GHz | 9,5 | 12 |
| CFY.30 | 250 | 5 | 80 | 30 | da 1,4 a 4 GHz | 18 | 6 |
| CFY.65 | 200 | 4 | 70 | 40 | da 1,2 a 12 GHz | 11,5 | 12 |
| CFY.75 | 180 | 4 | 70 | 40 | da 1,2 a 12 GHz | 10,5 | 20 |

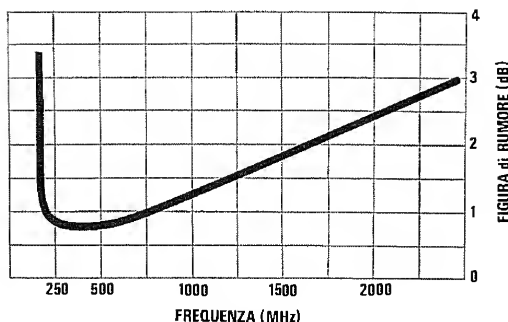



**Fig.5 In questo grafico potete notare come varia la Noise/Figure di un GaAs-fet MRF.966 al variare della frequenza di lavoro. Sulle frequenze comprese tra 250-750 MHz, la NF risulta minore di 1 dB, ma scendendo sotto a 250 MHz o salendo sopra ad 1 GHz la NF sale vertiginosamente.**

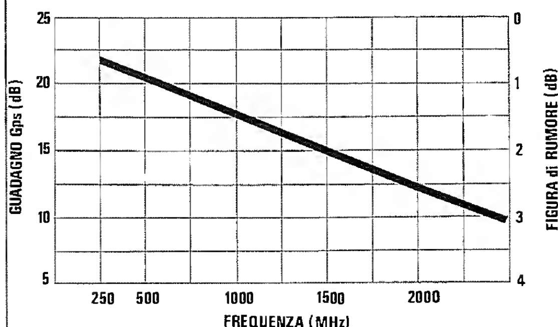



**Fig.6 In questo secondo grafico potete notare come varia il guadagno di un GaAs-fet MRF.966 al variare delle frequenza di lavoro. Fino a 900 MHz il guadagno rimane entro un valore di 18 dB Gps, salendo di frequenza il guadagno si riduce, ma proporzionalmente aumenta la figura di rumore.**

tensione di **5 volt** e con un assorbimento di **Drain** di circa **10 milliamper**.

Per conoscere di quante **volte** un valore espresso in **dB Gps**, risulterà amplificato in **potenza** o in **tensione**, potrete utilizzare la **Tabella n.2**.

**TABELLA N.2**

| Guadagno Gps in dB | Guadagno in potenza | Guadagno in tensione |
|---|---|---|
| 3 | 1,99 | 1,41 |
| 6 | 3,98 | 1,99 |
| 9 | 7,94 | 2,82 |
| 10 | 10,00 | 3,16 |
| 12 | 15,85 | 3,98 |
| 15 | 31,62 | 5,62 |
| 18 | 63,10 | 7,94 |
| 20 | 100,00 | 10,00 |
| 21 | 125,90 | 11,20 |
| 22 | 158,50 | 12,59 |

Ad esempio, se prendete il **GaAs-fet** tipo **MRF.966** che amplifica **22 dB** sui **500 MHz** e soli **10 dB** sui **2,5 GHz** (vedi fig.6) e sul suo ingresso applicate un segnale di **1,2 microvolt** a **500 MHz** e un identico segnale sui **2,5 GHz**, sul suo Drain otterrete questi due diversi segnali:

**1,2 x 12,59 = 15,1 microvolt a 500 MHz**
**1,2 x 3,16 = 3,79 microvolt a 2,5 GHz**

Infatti questo **GaAs-fet** è idoneo a lavorare fino ad un massimo di **1,5 GHz**, perchè superando questa frequenza il suo guadagno in potenza si riduce a **15 dB**.

## IMPORTANTE

I **GaAs-Fet** sono molto sensibili alle scariche elettrostatiche, quindi, per non danneggiarli, dovrete adottare questi semplici accorgimenti:

- **Non passate** mai un GaAs-fet dalle vostre mani a quelle di un'altra persona, perchè se quest'ultima calza della scarpe con suole di gomma o indossa una camicia o una maglia di materiale sintetico, la differenza di potenziale esistente tra i due corpi si scaricherà all'interno della giunzione perforandola.

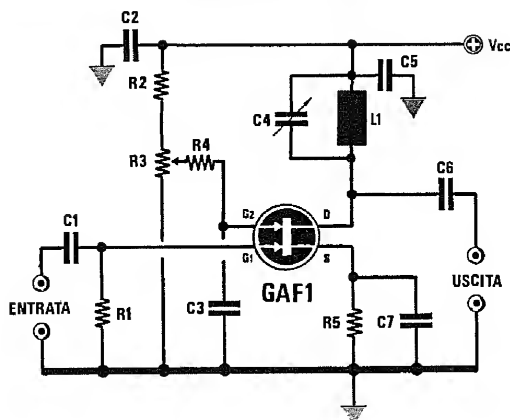
- **Non mettetevi** mai delle scarpe con suole in gomma o camicie di materiale sintetico, perchè il vostro corpo accumulerebbe un'elevata carica elettrostatica, che si scaricherà all'interno del **GaAs-fet** quando lo appoggerete sul circuito stampato o quando avvicinerete ad esso la punta del saldatore.

- **Non usate** saldatori alimentati direttamente dalla tensione dei **220 volt**, perchè basta una minima perdita o un accumulo di elettricità elettrostatica sulla sua punta per metterlo subito fuori uso non appena salderete uno dei quattro terminali.

- **Usate soltanto** saldatori a bassa tensione, **12-24-28 volt**, alimentati tramite un trasformatore riduttore e, per maggior sicurezza, collegate ad una **terra** il loro corpo metallico.

- **Non saldate** mai nessun componente sul circuito stampato, senza aver prima **scollegato** la sua tensione di alimentazione.

## PREAMPLIFICATORE per SHF a guadagno VARIABILE (fig.7)




R1 = 47.000 ohm 1/4 watt
R2 = 82.000 ohm 1/4 watt
R3 = 22.000 ohm trimmer
R4 = 10.000 ohm 1/4 watt
R5 = 150 ohm 1/4 watt
C1 = 100 pF ceramico
C2 = 10.000 pF ceramico
C3 = 1.000 pF ceramico
C4 = 3 - 10 pF compensatore
C5 = 1.000 pF ceramico
C6 = 4,7 pF ceramico
C7 = 1.000 pF ceramico
L1 = induttanza stripline
GAF1 = CF.300 - MRF.966

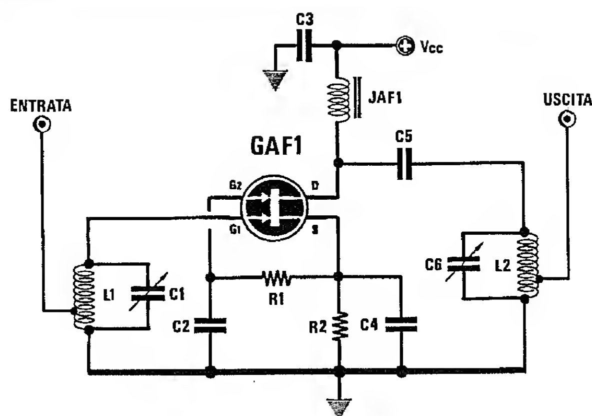
Schema elettrico di un preamplificatore per **SHF** a guadagno variabile con ingresso non accordato ed uscita accordata.

Ruotando il cursore del trimmer **R3** verso la resistenza **R2** il guadagno **aumenterà**, ruotandolo verso **massa** il guadagno **diminuirà**.

Il circuito di sintonia composto dalla bobina **L1** e dal compensatore **C4** andrà sintonizzato sulla frequenza che si desidera amplificare.

Poichè questi preamplificatori lavorano su frequenze molto elevate, solitamente non si usano delle induttanze **cilindriche**, ma delle **stripline**, cioè delle corte piste incise sul circuito stampato di lunghezza calcolata.

## PREAMPLIFICATORE a GaAs-fet per 144-220-440 MHz (fig.8)




R1 = 22.000 ohm 1/4 watt
R2 = 150 ohm 1/4 watt
C1 = 3 - 10 pF compensatore
C2 = 1.000 pF ceramico
C3 = 10.000 pF ceramico
C4 = 1.000 pF ceramico
C5 = 10 pF ceramico
C6 = 3 - 10 pF compensatore
JAF1 = impedenza 1 microHenry
L1 - L2 = bobine sintonia
GAF1 = CF.300 - MRF.966

Schema elettrico di un preamplificatore per **144 - 220 - 440 MHz** a guadagno fisso con ingresso ed uscita accordati.

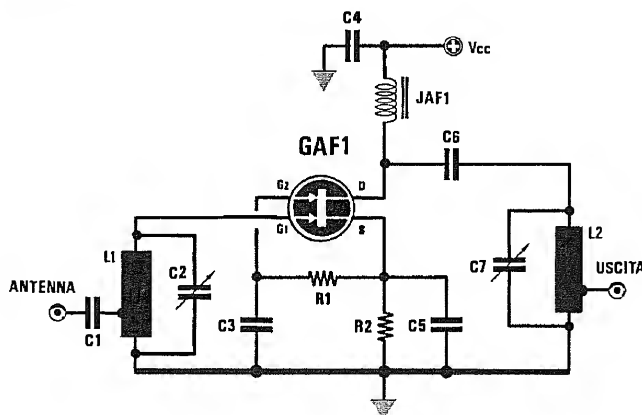
In questo circuito la tensione positiva di polarizzazione di circa **1,5 volt** da applicare sul **Gate 2**, viene prelevata tramite la resistenza **R1** dal **Source**.

Le due bobine di sintonia **L1 - L2** dovranno essere calcolate per accordarsi sulla frequenza da amplificare.

Le prese d'ingresso e di uscita andranno poste a metà spira o al massimo ad una spira dal lato **massa**.

I compensatori **C1 - C6** debbono essere posti vicinissimi ai due terminali delle bobine di accordo.

## PREAMPLIFICATORE per SHF a guadagno FISSO (fig.9)



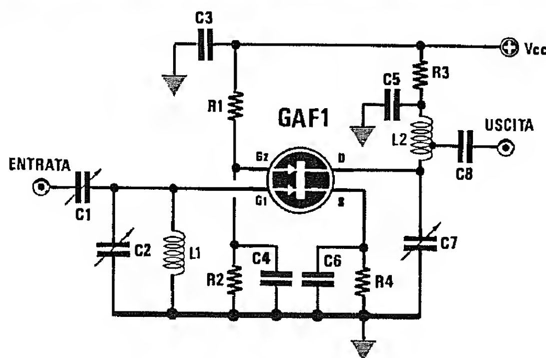

R1 = 22.000 ohm 1/4 watt
R2 = 150 ohm 1/4 watt
C1 = 10 pF ceramico
C2 = 2 - 8 pF compensatore
C3 = 1.000 pF ceramico
C4 = 1.000 pF ceramico
C5 = 1.000 pF ceramico
C6 = 10 pF ceramico
C7 = 3 - 10 pF compensatore
L1 - L2 = bobine stripline
JAF1 = impedenza 1 microHenry
GAF1 = CF.300 - MRF.966

Schema elettrico di un preamplificatore **SHF** a guadagno fisso con ingresso ed uscita accordati.

Anche in questo circuito la tensione positiva di polarizzazione di circa **1,5 volt** da applicare al **Gate 2** viene prelevata tramite la resistenza **R1** dal **Source**.

Lavorando su una gamma compresa tra i **900 MHz** e gli **1,5 Gigahertz** sarà necessario usare bobine **stripline**. Per queste frequenze sarebbe anche necessario usare condensatori e resistenze **SMD**, cioè sprovvisti di terminali per eliminare induttanze parassite.

## PREAMPLIFICATORE a GaAs-fet per 144-500 MHz (fig.10)




R1 = 10.000 ohm 1/4 watt
R2 = 10.000 ohm 1/4 watt
R3 = 100 ohm 1/4 watt
R4 = 56 ohm 1/4 watt
C1 = 3/10 pF compensatore
C2 = 3/15 pF compensatore
C3 = 22.000 pF ceramico
C4 = 1.000 pF ceramico
C5 = 4.700 pF ceramico
C6 = 470 pF ceramico
C7 = 3/15 pF compensatore
C8 = 22 pF ceramico
L1-L2 = bobine sintonia
GAF1 = CF300 - MRF.966

Schema elettrico di un preamplificatore per gamme comprese tra **144 - 500 MHz** a guadagno fisso con ingresso e uscita accordati.

Per ottenere un elevato guadagno con la minima figura di rumore, conviene alimentare il GaAs-fet con una tensione compresa tra **5-6 volt**. Le due bobine **L1-L2** dovranno essere calcolate per accordarsi sulla gamma che si desidera amplificare, ad esempio **144-147 MHz**, oppure **400-430 MHz**, ecc.

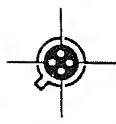
Lavorando in gamma **UHF**, se non effettuerete dei collegamenti **cortissimi** il circuito non funzionerà o autooscillerà.

Il compensatore **C7** e la bobina **L2** dovranno essere collegati vicinissimo al terminale **Drain** ed il condensatore **C5** direttamente tra la giunzione **R3-L2** e la **massa.** Anche il condensatore ceramico **C4** dovrà essere collegato vicinissimo al terminale **Gate 2** per evitare autooscillazioni.

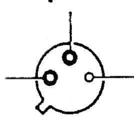
# SIGLE CONTENITORI dei TRANSISTORS




TO 18

TO 72

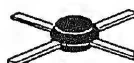
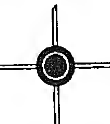
TO 39 TO 5




TO 92



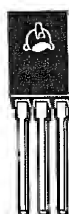

SO 94

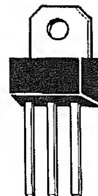
SOT 48



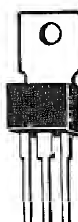

SOT 37



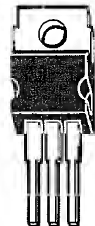
TO 126 SOT 132



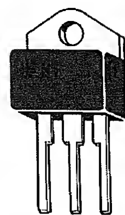
TO 152



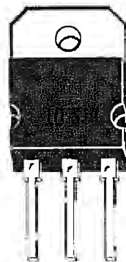
TO 202 306-02



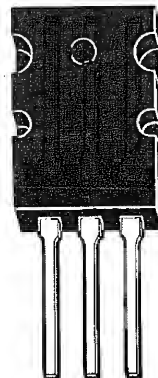
TO 220 TO 669



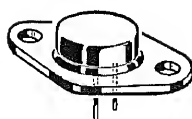
TOP 31 TO 3P



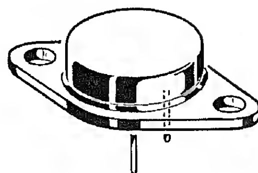
TO 218



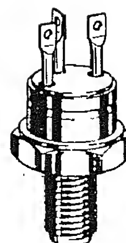
TO 3P(L)



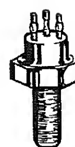
TO 66 SOT 9



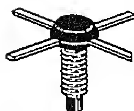
TO 3



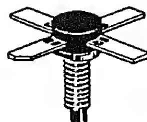
TO 60



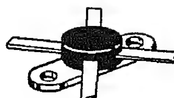
TO 59



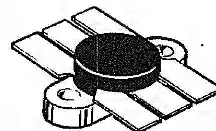
TO 117



SO 2 SOT 48

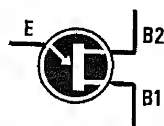


CB 305



500 6L FL

# Conoscere gli UJT transistors unigiunzione






Il transistor **unigiunzione**, chiamato anche **UJT** (sigla formata con le iniziali di **Uni Junction Transistor**), è un semiconduttore che viene usato raramente, ma poichè potreste ancora trovarlo in alcuni circuiti applicativi pensiamo sia opportuno che ne conosciate le caratteristiche.

Il transistor **UJT** dispone di tre terminali chiamati **Emettitore - Base 1 - Base 2**, siglati negli schemi elettrici con **E - B1 - B2** (vedi fig.1).

Il simbolo grafico di un transistor **unigiunzione** è visibile in fig.2 e per non confonderlo con il simbolo grafico di un **fet**, ad esso assai simile, il suo terminale d'ingresso **E** viene disegnato inclinato.

Come potrete constatare osservando gli schemi elettrici che qui vi proponiamo, il terminale **Base 1** viene sempre collegato a **massa**, il terminale **Base 2** al **positivo** di alimentazione ed il terminale **Emettitore** ad una resistenza collegata al **positivo** e ad un condensatore collegato a **massa**.

Il funzionamento di un transistor **unigiunzione** è molto semplice e può essere così riassunto:

- Quando sull'**Emettitore** non è applicata nessuna tensione **positiva**, l'unigiunzione **non conduce.**

- Applicando sull'**Emettitore** una **resistenza** la cui estremità risulti collegata al positivo di alimentazione ed un **condensatore** la cui estremità risulti collegata a massa (vedi fig.3), quando si fornirà tensione al circuito questo condensatore lentamente si caricherà **positivamente** facendo così salire la tensione su tale terminale.

- Quando la tensione sull'**Emettitore** raggiungerà il suo valore di soglia compreso tra **2 - 4 volt**, l'**Emettitore** si **cortocircuiterà** internamente sulla **Base 1** e, così facendo, scaricherà verso **massa** la tensione presente sul **condensatore**.

- Quando il condensatore si sarà totalmente **scaricato** e sull'**Emettitore** risulterà presente una tensione di **0 volt**, verrà **automaticamente** eliminato il cortocircuito interno **Emettitore/Base 1**.

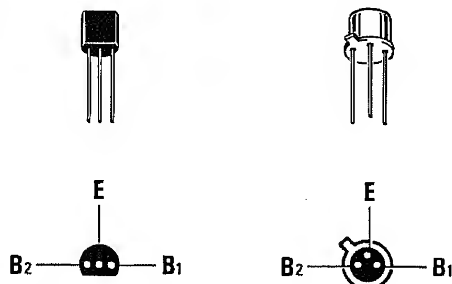



**Fig.1 Disposizione dei terminali E-B1-B2 in un transistor unigiunzione con contenitore plastico o metallico, visti da sotto. Si noti nel contenitore metallico la sporgenza di riferimento posta tra B2 - E.**

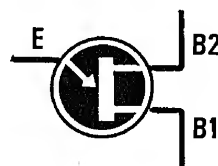



**Fig.2 Per non confondere il simbolo grafico di un transistor unigiunzione con quello di un fet, il terminale d'ingresso E viene internamente disegnato inclinato. Il terminale B1 va collegato a massa e B2 al positivo.**

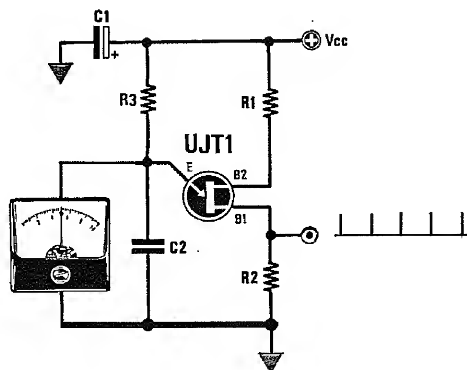



**Fig.3 Collegando al terminale d'ingresso E una resistenza collegata al positivo (vedi R3) ed un condensatore collegato a massa (vedi C2), quest'ultimo lentamente si caricherà. Quando ai suoi capi risulterà presente una tensione compresa tra 2-4 volt, l'Emettitore si cortocircuiterà con la Base 1 scaricando C2. Quando il condensatore C2 risulterà scarico, l'Emettitore si scollegherà dalla Base 1 e C2 potrà così ricaricarsi.**

- Il condensatore non risultando più cortocircuitato a **massa** tramite la **Base 1**, potrà nuovamente ricaricarsi con la tensione **positiva** fornita dalla resistenza.

- Quando la tensione sul condensatore avrà nuovamente raggiunto il livello di soglia necessario per portare in conduzione l'**Emettitore**, il condensatore si **scaricherà** ed il ciclo precedentemente descritto si ripeterà all'infinito.

- Modificando il valore della resistenza **R3** e del condensatore **C2** potrete variare i **tempi** di carica e scarica.

Per **R3** non è consigliabile utilizzare valori **minori** di **1.000 ohm** o **maggiori** di **68.000 ohm**.

Per **C2** non è consigliabile utilizzare valori **minori** di **270 picoFarad** o **maggiori** di **2.200 microFarad**.

I tempi o la frequenza che otterrete con le formule riportate sono **approssimativi**, perchè le resistenze, i condensatori ed il valore di soglia dell'unigiunzione hanno delle **tolleranze** che influiscono sul valore calcolato.

Se si desiderano ottenere dei tempi o delle frequenze esatti, conviene sostituire la resistenza **R3** con un **trimmer**.

Per questa sua caratteristica, il transistor **unigiunzione** viene prevalentemente utilizzato per realizzare dei semplici oscillatori a **dente di sega**, dei generatori d'**impulsi** o dei **temporizzatori**.

I parametri più importanti nei transistor unigiunzione sono i seguenti:

**PD** = indica la massima potenza dissipabile in **milliwatt**.

**VB2B1** = indica la massima tensione in **volt** applicabile tra **Base 1** e **Base 2**.

**IE** = indica la massima corrente in **milliamper** applicabile sull'**Emettitore**.

**VEB1** = indica il valore di soglia, cioè la tensione richiesta per far **cortocircuitare** il terminale **Emettitore** verso la **Base 1**. Questo valore potrà variare da **2** a **4 volt** a seconda delle caratteristiche del transistor **unigiunzione**.

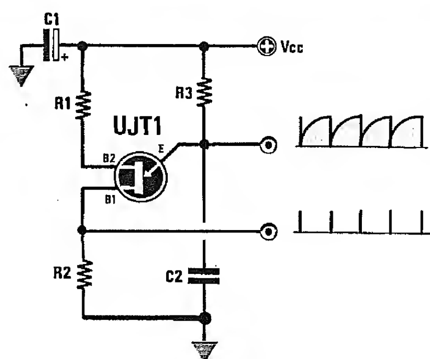
**VOB1** = indica i **volt picco/picco** degli impulsi prelevati sulla **Base 1** in un circuito collegato come visibile in fig.3.

**f (max)** = indica la massima frequenza di oscillazione dell'**UJT** espressa in **MHz**.

Nella **Tabella n.1** abbiamo elencato le caratteristiche principali dei più comuni **UJT** attualmente reperibili.

TABELLA N.1

| tipo UJT | PD mW | VB2B1 volt | VEB1 volt | VOB1 volt | f(max) MHz |
|---|---|---|---|---|---|
| 2N.2646 | 300 | 35 | 3,5 | 5,0 | 1,0 |
| 2N.3980 | 360 | 35 | 2,5 | 8,0 | 1,5 |
| 2N.4851 | 300 | 35 | 2,5 | 6,0 | 1,2 |
| 2N.4870 | 300 | 35 | 2,5 | 6,0 | 1,2 |
| 2N.4948 | 360 | 35 | *** | 8,0 | 1,2 |
| 2N.5431 | 300 | 35 | 3,0 | 1,0 | 1,0 |




**R1 = 100 ohm 1/4 watt**
**R2 = 33 ohm 1/4 watt**
**R3 = vedi testo**
**C1 = 10 mF elettrolitico**
**C2 = vedi testo**
**UJT1 = unigiunzione**
**Vcc = 10 - 24 volt**

**Fig.4** Schema di base per realizzare un oscillatore astabile ad **impulsi** o a **denti** di **sega**.

Alimentando il circuito con una tensione di **12 volt**, dall'Emettitore potrete prelevare un segnale a **dente** di **sega** molto arrotondato (vedi fig.5) con un'ampiezza di circa **8 volt** picco/picco.

Dalla **Base 1** potrete invece prelevare degli **impulsi** di identica frequenza con un'ampiezza di circa **5 volt** picco/picco (vedi fig.6).

La **frequenza** di lavoro è determinata dal valore della resistenza **R3** e della capacità **C2**.

Poichè in nessun databook o manuale d'uso vengono riportate delle formule per ricavare la **frequenza** conoscendo il valore di **R3-C2** o viceversa, ne abbiamo preparata una che potrete utilizzare per conoscere con una buona approssimazione quale frequenza otterrete o quali valori di resistenza o di capacità dovrete scegliere per far oscillare l'unigiunzione sulla frequenza richiesta.

**Hertz = 900 : (R3 Kohm x C2 microF.)**
**Hertz = 900.000 : (R3 Kohm x C2 nanoF.)**

**R3 Kohm = 900 : (C2 microF. x Hz)**
**R3 Kohm = 900.000 : (C2 nanoF. x Hz)**

**C2 microF. = 900 : (R3 Kohm x Hz)**
**C2 nanoF. = 900.000 : (R3 Kohm x Hz)**

Facciamo presente che tra il calcolo teorico e quello pratico riscontrerete sempre delle differenze dovute alle **tolleranze** dei componenti, in particolar modo se userete dei condensatori **elettrolitici** che hanno delle tolleranze che raggiungono anche il **40%** del valore indicato sul loro corpo.

Per ottenere delle frequenze esatte, consigliamo di sostituire la resistenza **R3** con un **trimmer** che potrete tarare finemente fino ad ottenere la frequenza richiesta.

Se l'unigiunzione venisse utilizzato per realizzare dei **temporizzatori** anzichè per conoscere la frequenza, potrebbe risultare più utile conoscere il **tempo** in **secondi** ed in questo caso sarebbe necessario usare queste diverse formule:

**secondi = 0,0011 x (R3 Kohm x C2 microF.)**

**R3 Kohm = secondi : (0,0011 x C2 microF.)**

**C2 microF. = secondi : (0,0011 x R3 Kohm)**

**I tempi** che ricaverete da queste formule sono puramente **indicativi**, quindi se desiderate ottenere dei tempi **precisi**, vi converrà sempre sostituire la resistenza **R3** con un **trimmer** di taratura per correggere tutte le **tolleranze**.

Per **R3** non è mai consigliabile utilizzare valori **inferiori** a **1.000 ohm** o **superiori** a **68.000 ohm**.

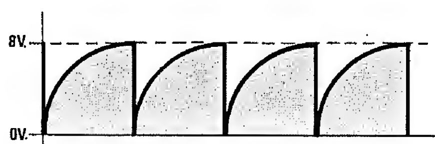



**Fig.5 Sull'Emettitore potrete prelevare un segnale a dente di sega con un fronte di salita che risulta molto arrotondato.**

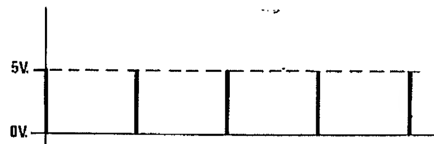
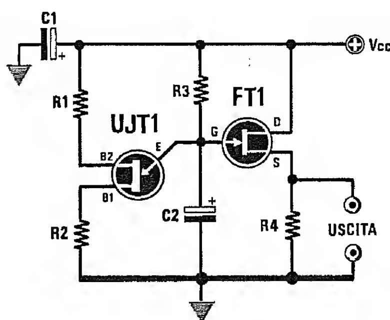



**Fig.6 Sulla Base 1 potrete prelevare solo degli impulsi positivi la cui ampiezza si aggira normalmente intorno ai 5 volt.**

## OSCILLATORE con UNIGIUNZIONE più un FET (fig.7)




R1 = 100 ohm 1/4 watt
R2 = 33 ohm 1/4 watt
R3 = vedi testo
R4 = 2.200 ohm 1/4 watt
C1 = 10 mF elettrolitico
C2 = vedi testo
UJT1 = unigiunzione
FT1 = fet tipo BF.245
Vcc = 10 - 24 volt

**Fig.7** Schema di un **generatore a dente di sega** che utilizza uno stadio separatore a **fet**.

Senza questo stadio separatore a fet, i tempi di carica e scarica del condensatore **C2** potrebbero venire influenzati dal carico esterno.

Le formule da usare per ricavare i valori di **frequenza - capacità - resistenza** sono le seguenti:

**Hertz = 900 : (R3 Kohm x C2 microF.)**
**Hertz = 900.000 : (R3 Kohm x C2 nanoF.)**

**R3 Kohm = 900 : (C2 microF. x Hz)**
**R3 Kohm = 900.000 : (C2 nanoF. x Hz)**

**C2 microF. = 900 : (R3 Kohm x Hz)**
**C2 nanoF. = 900.000 : (R3 Kohm x Hz)**

**secondi = 0,0011 x (R3 Kohm x C2 microF.)**

**R3 Kohm = secondi : (0,0011 x C2 microF.)**

**C2 microF. = secondi : (0,0011 x R3 Kohm)**

Realizzato il circuito, potrete correggere le eventuali **tolleranze** di frequenza o di tempo modificando il valore della resistenza o quello del condensatore.

**Esempio** = Supponiamo desideriate realizzare l'oscillatore di fig.7 che oscilli ad una frequenza di circa **5.000 Hz** pari a **5 KHz** e che quindi vogliate calcolare quali valori di **capacità** e di **resistenza** dovrete utilizzare.

La prima operazione da effettuare sarà quella di scegliere una **capacità** ed in base a questa calcolare il valore della **resistenza**.

**TABELLA N.2 capacità consigliate**

| Frequenza | Capacità C2 |
|---|---|
| 1 - 10 Hz | 47 - 10 microF. |
| 10 - 100 Hz | 4,7 - 1 microF. |
| 100 - 1.000 Hz | 39 - 100 nanoF. |
| 1 - 10 KHz | 3,9 - 10 nanoF. |
| 10 - 100 KHz | 33.000 - 1.000 picoF. |
| 100 - 800 KHz | 3.300 - 470 picoF. |

**Nota = nanoFarad : 1.000 = microFarad**
**picoFarad : 1.000.000 = microFarad**

Nella **Tabella n.2** troverete che i valori più idonei sono compresi tra **3,9 nanoFarad** e **100 nanoFarad**, quindi potrete tentare di usare un valore medio di **4,7 nanoFarad** pari a **47.000 picoFarad**.

Scelta la capacità del condensatore, potrete calcolare il valore della resistenza utilizzando la formula:

**R3 Kohm = 900.000 : (C2 nanoF x Hz)**

Inserendo i dati in vostro possesso otterrete:

**900.000 : (47 x 5.000) = 3,829 Kiloohm**

Poichè questo non è un valore standard, potrete collegare in serie ad una resistenza da **2.200 ohm** un **trimmer** da **4.700 ohm**, oppure controllare se con una capacità **minore**, ad esempio di **22 nanoFarad** pari a **22.000 picoFarad**, si riesca ad ottenere per **R3** un valore di resistenza standard:

**900.000 : (22 x 5.000) = 8,181 Kiloohm**

Se vi interessa una frequenza di circa **5.000 Hz**, potrete usare una resistenza di **8.200 ohm** ed una capacità di **22.000 picoFarad**.

## OSCILLATORE a DENTI di SEGA lineari (fig.8)

R1 = 100 ohm 1/4 watt
R2 = 33 ohm 1/4 watt
R3 = 8.200 ohm
R4 = 2.200 ohm 1/4 watt
R5 = 2.200 ohm 1/4 watt
C1 = 10 mF elettrolitico
C2 = vedi testo
DZ1 = zener 2,7 volt
TR1 = transistor PNP
UJT1 = unigiunzione
FT1 = BF.245B
Vcc = 12 volt

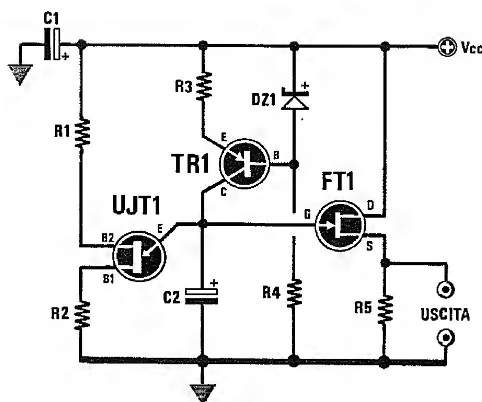



**Fig.8** Schema di un **generatore a dente di sega** che fornisce in uscita un'onda con un fronte di salita perfettamente **lineare** (vedi fig.9).

Per ottenere questo fronte di salita perfettamente rettilineo e non curvo come quello riprodotto in fig.5, in serie alla resistenza **R3** viene applicato il transistor **TR1**, un **PNP** di piccola potenza di qualsiasi tipo, utilizzato come **generatore** di **corrente costante**.

Il segnale verrà prelevato dal condensatore **C2** tramite un **fet** per non modificare il suo tempo di carica e di scarica.

In questo circuito potrete calcolare il solo valore di **C2** utilizzando queste formule:

**Hertz = 900 : (47 x C2 microF.)**
**Hertz = 900.000 : (47 x C2 nanoF.)**

**C2 microF = 900 : (47 x Hertz)**
**C2 nanoF = 900.000 : (47 x Hertz)**

**secondi = 0,0011 x (47 x Hertz)**

Questo circuito dovrà essere alimentato a **12 volt**, perchè se varierete questa tensione, dovrete variare il valore del diodo zener e della resistenza R3.

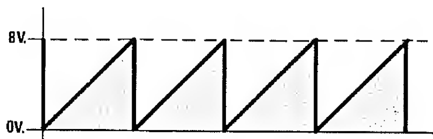



**Fig.9 Realizzando lo schema di fig.8, sulla sua uscita otterrete un segnale a dente di sega con un fronte di salita lineare e non arrotondato come visibile in fig.5.**

**Esempio** = Volendo realizzare lo schema del temporizzatore riportato in fig.10, che mantenga eccitato il relè per circa **50 secondi**, si vorrebbe conoscere quale valore scegliere per la resistenza **R3** e per il **trimmer R2**.

Per ottenere tempi così lunghi, dovrete necessariamente utilizzare un condensatore elettrolitico di elevata capacità.

In questi casi potrete scegliere un elettrolitico da **470 microFarad**, oppure da **1.000 microFarad**.

Ammesso di scegliere **470 microFarad**, potrete calcolare il valore di **R2 + R3** utilizzando la formula:

**R2 + R3 Kiloohm = sec : (0,0011 x C2 microF.)**

inserendo i dati in vostro possesso otterrete:

**50 : (0,0011 x 470) = 96,7 Kiloohm**

In questo caso potrete utilizzare per **R2** un trimmer da **22.000 ohm** e per **R3** una resistenza da **82.000 ohm**, oppure un trimmer da **47.000 ohm** ed una resistenza da **68.000 ohm** per poter compensare la **tolleranza** del condensatore elettrolitico.

Se voleste utilizzare una capacità di **1.000 microFarad**, dovrete scegliere per **R2 + R3** un valore di:

**50 : (0,0011 x 1.000) = 45,5 Kiloohm**

Per **R2** potrete utilizzare un trimmer da **22.000 ohm** e per **R3** una resistenza da **33.000 ohm**, oppure un trimmer da **10.000 ohm** ed una resistenza da **39.000 ohm**.

Il trimmer **R2** andrà tarato fino ad ottenere il tempo da voi desiderato.

## TEMPORIZZATORE con UNIGIUNZIONE (fig.10)

R1 = 100 ohm 1/4 watt
R2 = trimmer o potenz.
R3 = 1.000 ohm 1/4 watt
R4 = 10.000 ohm 1/4 watt
C1 = 10 mF elettrolitico
C2 = vedi testo
DS1 = diodo silicio 1N.4148
UJT1 = unigiunzione
TR1 = transistor NPN
Relè = relè 12 volt 2 scambi
P1 = pulsante
Vcc = 12 volt

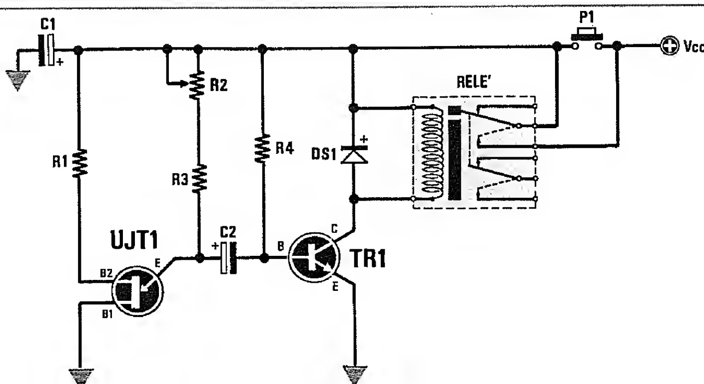



**Fig.10** Premendo il pulsante **P1** la resistenza **R4** polarizzerà la **Base** del transistor **TR1** che, portandosi in conduzione, **ecciterà** il relè.

Eccitandosi, questo fornirà tensione al transistor unigiunzione, che inizierà così a caricare lentamente il condensatore elettrolitico **C2**.

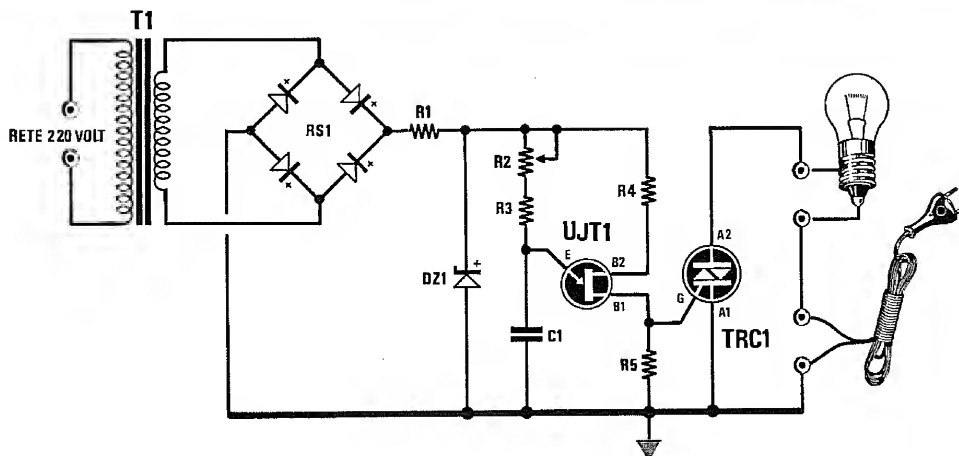
Quando ai capi di questo condensatore la tensione avrà raggiunto un valore di **2-3 volt**, l'**Emettitore** dell'unigiunzione lo cortocircuiterà verso la **Base 1** e, così facendo, toglierà la tensione di polarizzazione alla **Base** del transistor **TR1** che, cessando di condurre, **diseccitera** il relè.

Potrete calcolare i tempi usando la formula:

**sec. = 0,0011 x (R2+R3 Kohm x C2 microF.)**

**R2+R3 Kohm = sec : (0,0011 x C2 microF.)**

## VARIATORE di LUMINOSITÀ per lampade 220 Volt (fig.11)




R1 = 820 ohm 1/4 watt
R2 = 2.000 ohm pot. lin.
R3 = 560 ohm 1/4 watt
R4 = 100 ohm 1/4 watt
R5 = 100 ohm 1/4 watt
C1 = 150.000 pF poliestere
UJT1 = unigiunzione
TRC1 = Triac 400/600 volt
DZ1 = diodo zener 12 volt
RS1 = ponte 50 volt 0,5 amper
T1 = trasformatore 3 watt
secondario 15 volt 0,5 amper

**Fig.11** Schema di un variatore di luminosità per lampade a filamento a **220 volt**, che utilizza il transistor **unigiunzione** come generatore di impulsi.

Gli impulsi prelevati dalla **Base 1** verranno applicati sul **Gate** del **Triac** per poterlo eccitare.

La tensione prelevata dal secondario del trasformatore di alimentazione, verrà raddrizzata **ma non filtrata** da alcun condensatore elettrolitico per poter ottenere una tensione **pulsante** a **100 Hertz,** necessaria per eccitare il **Triac** in **fase** con la tensione di rete dei **220 volt**.

Ruotando il potenziometro **R2** da un estremo all'altro, potrete ridurre o aumentare la **luminosità** della lampada collegata sull'**Anodo** del **Triac**.

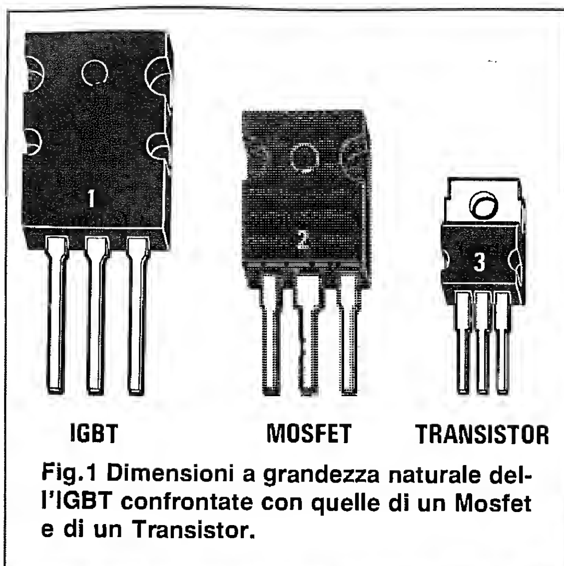



**Fig.1 Dimensioni a grandezza naturale dell'IGBT confrontate con quelle di un Mosfet e di un Transistor.**



# IGBT = Insulated Gate Bipolar Transisto

Questo **nuovo** semiconduttore, di dimensioni leggermente superiori rispetto ad un comune transistor di potenza, è un componente in grado di:

- lavorare con elevate tensioni di **Collettore** (esistono degli IGBT in grado di lavorare con una tensione di oltre **1.000 volt**).

- erogare elevate **correnti** (esistono degli IGBT in grado di erogare anche **400 Amper**).

- risultare **molto veloce** (esistono IGBT che riescono a commutare **12 Amper** in meno di **150 nanosecondi**).

- richiedere per il suo **pilotaggio** delle correnti irrisorie, perchè ha un ingresso ad **alta impedenza**.

- dissipare a parità di potenza meno **calore** rispetto a qualsiasi altro semiconduttore.

Questi **IGBT** vengono chiamati anche **Giant Transistor** (transistor giganti) e dicendo questo molti tra voi penseranno forse ad un componente di dimensioni mastodontiche.

In realtà questo componente ha delle dimensioni più che ragionevoli.

In fig.1 potete vedere un normale **IGBT** a grandezza reale messo a confronto con un Mosfet di potenza e con due transistor di bassa e media potenza.

I suoi tre terminali vengono siglati **G** (Gate), **E** (Emettitore) e **C** (Collettore).

In via teorica potremmo considerare un **IGBT** come un componente **ibrido**, formato cioè da più semiconduttori (vedi fig.2).

Sull'ingresso troviamo un **mosfet**, che richiede per il suo pilotaggio dei segnali a bassissima potenza, che a sua volta piloterà un **transistor finale** di **potenza**.

Negli schemi elettrici l'IGBT viene presentato graficamente come visibile in fig.3, cioè con una **dop-**

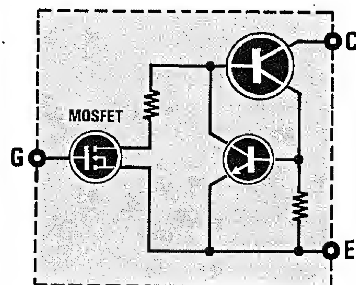



**Fig.2 In via teorica possiamo considerare un transistor IGBT come un circuito ibrido provvisto di un ingresso a "mosfet", quindi ad alta impedenza. Il Drain di questo mosfet risulta collegato internamente alla Base di un transistor di potenza.**

pia **Base** e con la **freccia** dell'**Emettitore** rivolta verso l'esterno se è un canale **N** o verso l'interno se è un canale **P**.

Esistono degli **IGBT** di bassa potenza di dimensioni ridotte e degli IGBT di alta potenza di dimensioni enormi, pari a quelle di un grosso relè di potenza con dei **morsetti** a vite che fanno capo internamente ai terminali **G-E-C**.

Poichè questi ultimi non sono ancora facilmente reperibili in Italia, abbiamo riportato questa notizia a solo titolo informativo.

## ALTRE NOTIZIE UTILI

L'**IGBT** è un semiconduttore che va pilotato in **tensione** come se fosse un normale **mosfet** o **fet** e non in **corrente** come i **transistor**.

Un particolare molto **importante** da tenere presente quando si usano gli **IGBT** è la tensione di polarizzazione di **Gate**, perchè bastano piccole variazioni di tensione per far salire **bruscamente** la corrente di **Collettore**.

Se guardate la fig.6, potete vedere che fino ad una tensione di circa **2 volt** di **Gate** (questa tensione è legata alle caratteristiche dell'IGBT), l'IGBT non si porta in **conduzione**, ma superata questa soglia si ottengono bruscamente delle ampie variazioni della corrente di Collettore.

Nell'esempio riportato nel grafico di fig.6 vedete che la curva di **Gate** risulta **molto ripida.**

Applicando sull'ingresso un segnale sinusoidale che abbia un'ampiezza di **0,5 volt**, sul Collettore è possibile ottenere una variazione di corrente da **4** a **10 Amper** circa.

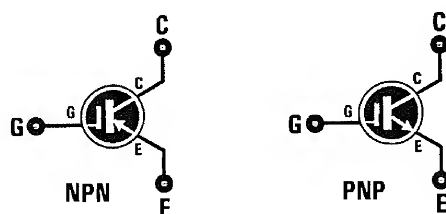



**Fig.3 Negli schemi elettrici i transistor IGBT vengono graficamente disegnati così come visibile in queste figure. Nel caso degli NPN la freccia dell'Emettitore è orientata verso l'esterno, mentre nel caso dei PNP questa freccia è orientata verso l'interno.**

Se prendete un **Transistor** di **potenza** (vedi grafico di fig.7), dovrete necessariamente pilotarlo in **corrente**, quindi per ottenere sul suo Collettore delle variazioni di corrente di **3-5 Amper**, dovrete applicare sulla Base dei segnali che possano fornire una corrente di **40-80 mA**.

Se passiamo ai **Mosfet** di potenza (vedi grafico di fig.8), noterete che la curva risulta quasi analoga a quella di un **IGBT** con la sola differenza che questo inizia a condurre quando la tensione sul **Gate** supera i **4 volt**.

La curva dei **Fet**, riportata in fig.9, è diversa da quella dei Transistor, dei Mospower e degli **IGBT**, perchè non esistono attualmente **fet di potenza**.

Infatti, piccole variazioni di tensione sul **Gate** del Fet portano a piccole variazioni di corrente sul suo **Drain**.

Altra importantissima caratteristica degli **IGBT** è la bassissima **resistenza** interna Emettitore/Collettore in condizioni di saturazione.

Confrontando il valore della resistenza interna degli **IGBT** con quello dei **MOSPOWER** e dei **TRANSISTOR** di potenza, potrete riscontrare queste differenze:

**IGBT ................ 0,008 ohm**
**Mospower ......... 1,1 ohm**
**Transistor ......... 3,0 ohm**

Ammesso di portare in **saturazione** questi tre semiconduttori su un carico che assorba **4 Amper**, questi dissiperanno in **calore** queste potenze:

**Watt = (Amper x Amper) : ohm**

**16 x 0,008 = 0,12 watt per gli IGBT**
**16 x 1,1 = 17,6 watt per i Mospower**
**16 x 3,0 = 48 watt per i Transistor**

Come potete constatare dai calcoli riportati, il **Transistor** va in ebollizione, il **Mospower** scalderà meno e l'**IGBT** rimarrà praticamente freddo.

Avendo una bassa resistenza di saturazione si ottiene un alto **fattore** di **smorzamento** sui carichi induttivi, relè, motori, altoparlanti, ecc.

Per spiegarvi cosa significa **fattore** di **smorzamento**, un termine molto utilizzato quando si parla di finali di potenza **audio**, vi proponiamo questo esempio.

Se inviamo ad un altoparlante un forte **picco** di segnale, la sua membrana verrà istantaneamente proiettata in avanti, poi ritornerà nella sua posizione di partenza il più velocemente possibile.

Se la resistenza Emettitore/Collettore risulta molto elevata, la membrana non si fermerà sulla posi-

zione di partenza, ma continuerà ad oscillare per un brevissimo tempo modificando il suono che ha riprodotto.

Utilizzando gli **IGBT**, che hanno una **bassissima** resistenza Emettitore/Collettore, l'oscillazione della membrana viene immediatamente **smorzata**, quindi il suono riprodotto non subisce alterazioni.

A questo considerevole vantaggio, dobbiamo inoltre aggiungere che gli **IGBT** sono esenti dall'effetto **valanga**, comune invece a tutti i transistor.

Per chi non lo sapesse, l'effetto **valanga** è quel difetto comune a tutti transistor, causato dal progressivo aumento della **temperatura** del loro corpo.

Più aumenta questa temperatura, più aumenta la **corrente** di Collettore e se non si applica sui finali un **circuito di compensazione** ed un'adeguata aletta di raffreddamento, la loro **giunzione** si **fonde**.

Questo inconveniente non è presente negli **IGBT**, quindi il loro corpo può raggiungere anche elevate temperature.

Nel grafico di fig.4, potete confrontare l'aumento della corrente di **Collettore** in un **Transistor** e in un **IGBT** all'aumentare della **temperatura** dei loro corpi.

Molti a questo punto potrebbero chiedersi se è possibile collegare in **parallelo** due **IGBT** per **raddoppiare** la corrente di uscita e qui possiamo subito confermarvi che questa condizione è attuabile perchè noi l'abbiamo sperimentata praticamente.

L'unico avvertimento che vi diamo è quello di applicare in serie ai due **Gate** (vedi fig.5) una resistenza che potrà variare, a seconda dei progetti, da **47** a **220 ohm** per evitare autooscillazioni.

Anche se precedentemente abbiamo scritto che il corpo degli **IGBT** può raggiungere delle temperature elevate perchè non soggetto all'**effetto valanga**, dovrete comunque avere sempre l'accortezza di raffreddarlo con un'adeguata **aletta dissipatrice** di calore.

Come per qualsiasi altro semiconduttore, se la **temperatura** sulla sua giunzione interna dovesse raggiungere i **150 gradi** questa si **fonderebbe**.

Per dissipare velocemente il calore generato, prima di fissare il suo corpo sopra l'aletta, dovrete verificare che la superficie di quest'ultima risulti perfettamente **levigata**.

Se tra il corpo dell'IGBT e la superficie dell'aletta dovrete applicare una **mica isolante**, vi consigliamo di **scartare** le comuni **miche rigide** e di utilizzare solo delle morbide e flessibili miche tipo **SIL-PAD**.

Per il loro bloccaggio non usate mai delle **viti in plastica**, che presentano il difetto di dilatarsi con il calore, ma usate solo viti in ferro o in ottone del diametro di **3 mm**.

In fase di saldatura ricordatevi che il terminale **Gate** dell'**IGBT**, avendo un'**alta impedenza**, è molto sensibile alle **cariche elettrostatiche** ed alle tensioni **disperse**.

Quindi non usate saldatori provvisti di una resistenza riscaldante alimentata direttamente dai **220 volt** della rete, perchè potreste mettere subito fuori uso questi componenti.



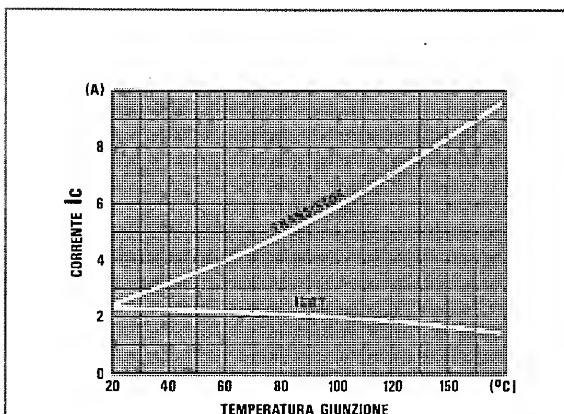



**Fig.4 In questo grafico potete osservare come in un comune transistor più aumenta la temperatura, più aumenta la corrente, mentre in un IGBT questa rimane costante oppure scende.**

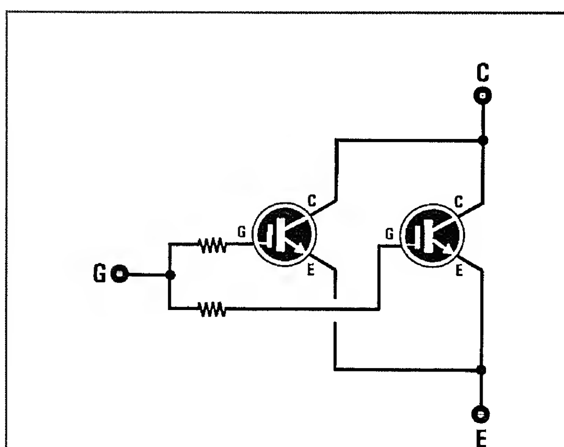



**Fig.5 Per raddoppiare la potenza in uscita di un semiconduttore IGBT potete collegarne due o tre in parallelo, purchè in serie ad ogni Gate venga applicata una resistenza da 47 a 220 ohm.**

## CURVA di un IGBT

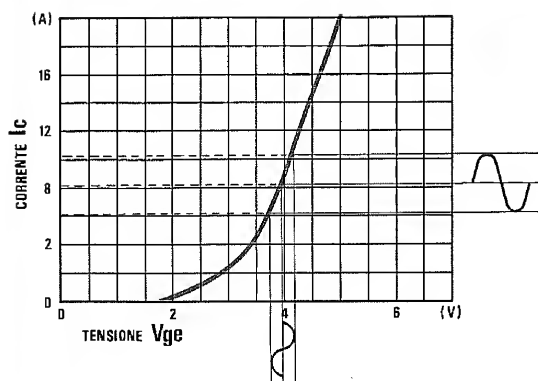



Fig.6 Una volta portato in conduzione l'IGBT con una giusta tensione di polarizzazione, bastano piccole variazioni di tensione sul Gate per ottenere delle ampie variazioni di corrente sul Collettore. Con un segnale di BF di soli 0,5 volt, è possibile ottenere correnti variabili da 4 a 10 Amper.

## CURVA di un TRANSISTOR

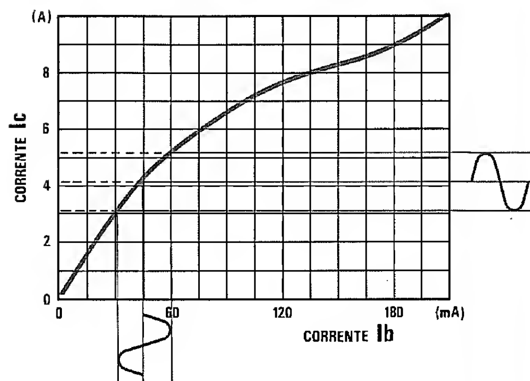



Fig.7 Un transistor di potenza, a differenza di un IGBT, deve essere pilotato in "corrente", quindi per ottenere sul Collettore delle variazioni di corrente di 3-5 Amper, bisogna applicare sulla Base un segnale che sia in grado di fornire una corrente di valore compreso tra 40-80 milliamper.

## CURVA di un MOSFET

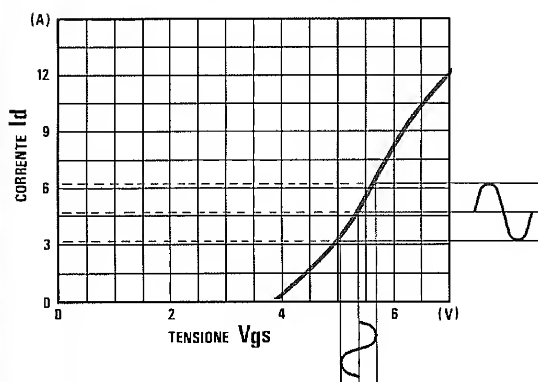



Fig.8 Per portare in conduzione i Mosfet di potenza, bisogna polarizzarli con una tensione di circa 4 volt. Poichè la curva di un Mosfet è meno ripida rispetto a quella dell'IGBT, non riuscirete mai ad ottenere le elevate correnti che può fornire un IGBT.

## CURVA di un FET

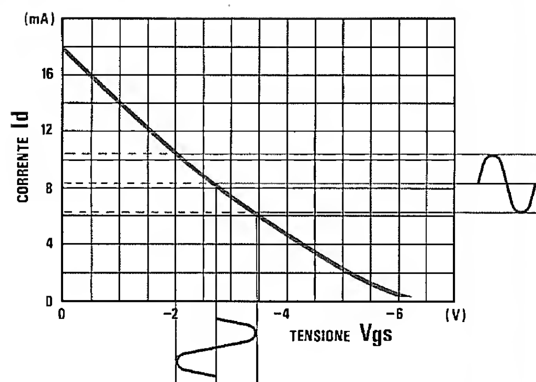
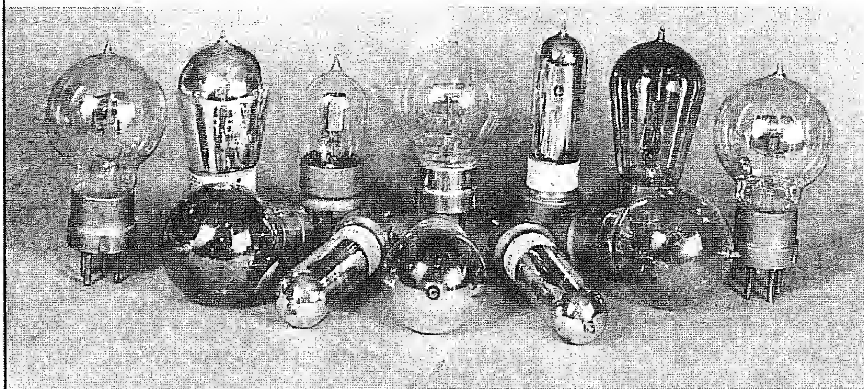
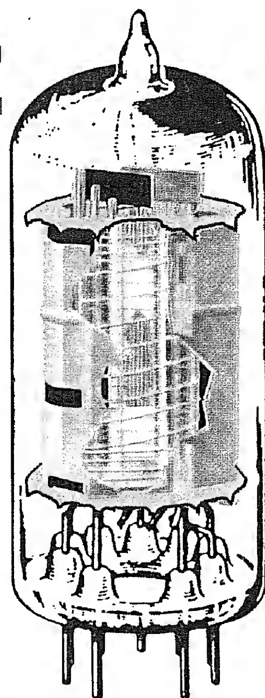



Fig.9 La curva di risposta di un Fet è molto diversa da quella dei Transistor-Mosfet-IGBT. Per portarlo in conduzione bisogna polarizzarlo con una tensione "negativa". Piccole variazioni di tensione sul Gate determinano variazioni di pochi mA sul Drain.

# CONOSCERE le VALVOLE TERMOIONICHE





Spiegare in poche righe **tutto** sulle valvole non è facile, comunque ci proveremo e per farlo inizieremo dall'anno **1884**.

In quell'anno Thomas Edison, un inventore statunitense **autodidatta**, realizzando la sua prima lampadina ad **incandescenza** per l'illuminazione, notò che il vetro, dopo diverse ore di funzionamento, si **anneriva** internamente.

Inserendo all'interno di questa lampadina una piccola piastrina metallica si accorse che, collegando esternamente una **pila** con il **negativo** rivolto verso il filamento ed il **positivo** rivolto verso questa piastrina (vedi fig.2), vi era un passaggio di corrente attraverso il **vuoto** presente all'interno della lampada.



Poichè era la prima volta che una corrente elettrica **scorreva** nel vuoto e non su un normale filo di **rame**, questa scoperta prese il nome di **effetto termoelettronico** di **Edison**.

Fu chiamato effetto **termoelettronico** perchè, spegnendo la lampadina, la corrente cessava di scorrere e poichè l'inventore notò che invertendo la polarità della pila, cioè collegando il **negativo** alla piastrina metallica ed **il positivo** al filamento, la corrente **cessava** ugualmente di scorrere, questa lampada fu chiamata **valvola elettronica** perchè la corrente scorreva dal filamento alla piastrina e non viceversa.

Nell'anno 1904 lo scienziato **A. Fleming**, stimolato dalla scoperta di Edison, riuscì finalmente a fornire una spiegazione a questo fenomeno.

Quando un **filamento** viene portato in incandescenza, gli elettroni **negativi** che ruotano attorno al suo **nucleo** sfuggono dalla loro orbita, creando una **nube** di elettroni **negativi** che aumenta col crescere della temperatura.

Applicando a quella piastrina, posta in prossimità del filamento, una tensione **positiva**, gli elettroni di polarità **negativa** che erano sfuggiti dalla loro orbita ne venivano **attirati**.

Per far sì che il **filamento** emettesse un continuo flusso di elettroni **negativi**, occorreva rifornire al filamento gli **elettroni** che aveva perso e per questo motivo era necessario applicare esternamente una **pila** con il **negativo** collegato al **filamento** ed il **positivo** collegato alla **piastrina**.

Questa piastrina collegata al positivo della pila fu chiamata **placca raccoglitrice**, nome abbreviato in seguito a solo **placca**.

Per farvi comprendere meglio l'effetto **termoionico**, vi proponiamo un esempio in cui al posto degli **elettroni** useremo semplicemente dell'**acqua**.

Se all'interno di un palla di vetro si versa dell'acqua (vedi fig.3), per farla fuoriuscire senza capovolgere il contenitore si può utilizzare soltanto il **calore**.

Infatti se si ponesse questa palla sopra un fornello acceso, si potrebbe notare che man mano che la temperatura aumenta, l'acqua si trasforma in **vapore** e può così fuoriuscire dal collo del recipiente fino al suo completo esaurimento.

Se questo vapore venisse raffreddato per farlo ritornare acqua e si rimettesse l'acqua all'interno del-

la palla di vetro, si creerebbe una circolazione continua alla quale sarebbe possibile porre termine soltanto spegnendo il fornello.

## DIODO

Questa valvola, composta da due soli elettrodi **filamento - placca**, fu chiamata dal fisico Fleming **diodo termoionico** (vedi fig.2).

Si cercò subito di impiegarla per rivelare i segnali **radio**, ma con scarso successo perchè decisamente poco sensibile, molto ingombrante e più costosa dei comuni e più diffusi rivelatori a **galena.**

## TRIODO

Il **diodo termoionico** diventò improvvisamente interessante quando nel **1907** il fisico americano **Lee de Forest** collocò tra il filamento e la placca un terzo elettrodo chiamato **griglia.**

Questa griglia riusciva ad aumentare il flusso degli elettroni se veniva polarizzata positivamente o a ridurlo se veniva polarizzata **negativamente**.

In pratica **Lee de Forest** si accorse che poteva **aumentare** o **ridurre** la corrente di **placca** modificando la tensione sulla griglia stessa.

Infatti gli elettroni **negativi** emessi dal filamento ed attirati dalla **placca** di polarità **positiva** erano costretti a passare attraverso questa griglia (vedi fig.4).

Se alla **griglia** non veniva applicata nessuna tensione, la **placca** riusciva ad attirare verso di sè tutti gli elettroni emessi dal **filamento.**

Applicando alla **griglia** una tensione più o meno **negativa** (vedi fig.5), gli elettroni emessi dal filamento venivano **respinti** perchè di identica polarità, quindi sulla **placca** ne giungevano in numero **inferiore.**

Poichè piccole variazioni della tensione di **griglia** provocavano delle elevate variazioni della corrente di **placca**, si scoprì che questa valvola a **tre elettrodi** riusciva ad amplificare qualsiasi segnale venisse applicato su tale **griglia**.

## IL TRIODO come AMPLIFICATORE

Per farvi capire come un triodo possa amplificare una **tensione**, vi proponiamo questo esempio.

Se collegate la **griglia** di un triodo al cursore di un potenziometro alimentato da una tensione **negativa** di **2 volt** e ruotate questo potenziometro a **metà** corsa, in modo che sulla **griglia** giunga una tensione **negativa** di **1 volt** e sulla **placca** scorra una corrente di **3 milliAmper** (vedi fig.6), potrete verificare la variazione della corrente di **placca** quando il cursore del potenziometro viene ruotato ai due estremi.

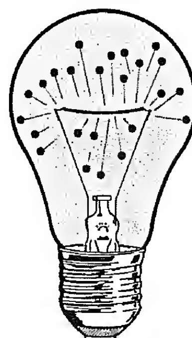


**Fig.1 Nell'anno 1884 Thomas Edison notò che l'interno in vetro delle sue lampadine si anneriva inspiegabilmente, riducendo così dopo breve tempo la luminosità della lampada.**

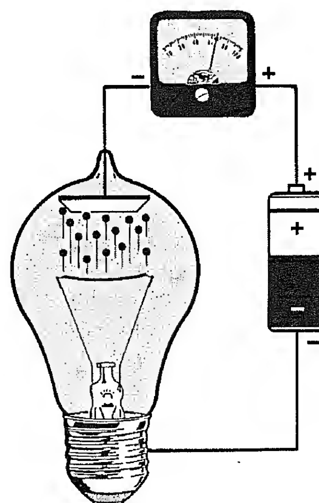



**Fig.2 Applicando all'interno della lampada una "placca", notò che attraverso il vuoto scorreva una corrente elettrica.**

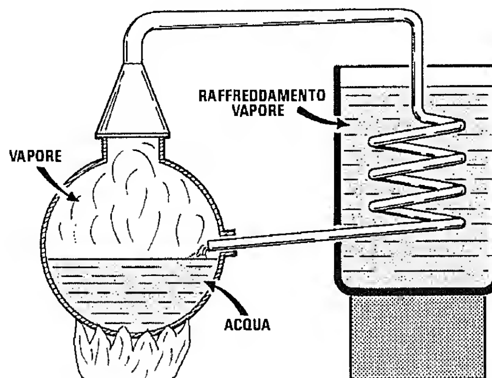



**Fig.3 Per capire come funziona una valvola termoionica potremo prendere come esempio un alambicco pieno d'acqua.**

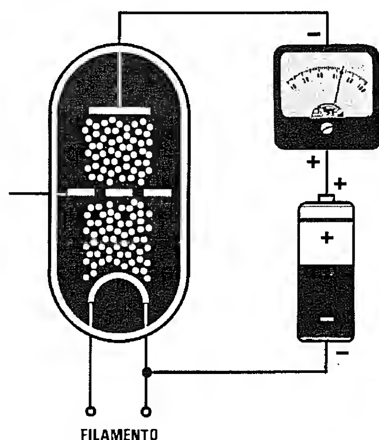



**Fig.4 In una valvola Triodo risulta inserita, tra il filamento e la placca, una griglia. Non applicando a questa griglia nessuna tensione, tutti gli elettroni emessi dal filamento raggiungono senza ostacoli la placca. Ovviamente il movimento di questi elettroni avviene soltanto se tra il filamento e la placca risulta applicata una pila con il positivo rivolto verso la placca ed il negativo rivolto verso il filamento.**

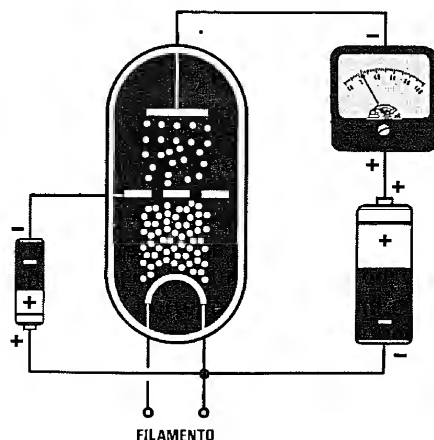



**Fig.5 Applicando sulla Griglia controllo una tensione NEGATIVA si scoprì che gli elettroni emessi dal filamento venivano in parte respinti da questo elettrodo, pertanto sulla placca ne giungevano una quantità minore (vedi fig.4). Notando che piccole variazioni di tensione sulla Griglia generavano ampie variazioni sulla corrente di Placca, per amplificare i segnali radio si usarono le valvole a tre elettrodi, chiamate TRIODI.**

Ruotando il cursore del potenziometro verso il **massimo negativo** in modo che sulla **griglia** giunga una tensione di **2 volt**, questa risultando **più negativa** rispetto alla condizione precedente, respingerà parte degli elettroni che dovrebbero raggiungere la placca ed in questa condizione la corrente scenderà ad un valore che possiamo in via teorica valutare in **2,5 milliAmper** (vedi fig.7).

Ruotando il cursore in senso opposto, in modo da **togliere** alla **griglia** qualsiasi tensione **negativa**, gli elettroni emessi dal filamento verranno totalmente attirati dalla placca ed in questo modo la corrente salirà al suo massimo, che in via teorica potremo indicare di **3,5 milliAmper** (vedi fig.8).

Il grafico di fig.9 mostra come, variando la tensione **negativa** sulla **griglia**, vari la corrente **positiva** sulla **placca**.

Se sulla **griglia** polarizzata con una tensione **negativa** di **1 volt** (vedi fig.11) applicate un'**onda sinusoidale** di **2 volt picco/picco**, si verificherà quanto segue:

- In presenza della **semionda negativa** che raggiungerà un massimo di **1 volt negativo**, questa tensione si **sommerà** a quella **negativa** della pila di polarizzazione e quindi sulla **griglia** ritroverete una tensione di **1 + 1 = 2 volt negativi.**

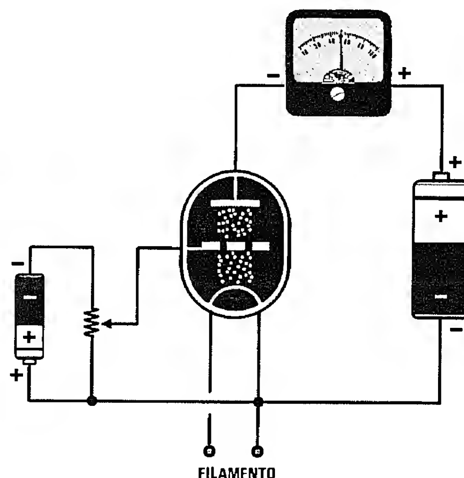



**Fig.6 Per capire come funziona un triodo amplificatore, si potrebbe collegare la Griglia sul cursore di un potenziometro ai cui estremi è applicata un pila da 2 volt. Ammesso che ruotando il potenziometro a metà corsa sulla placca scorra una corrente di 3 mA, vediamo cosa succede nelle figg.7-8.**

Prendendo come riferimento l'esempio riportato precedentemente, la corrente di placca scende a **2,5 milliAmper.**

- In presenza della **semionda positiva** che raggiungerà un massimo di **1 volt positivo**, questa tensione si **sottrarrà** a quella **negativa** della pila di polarizzazione e quindi sulla **griglia** ritroverete una tensione di **1-1 = 0 volt**.

Nell'esempio precedente abbiamo visto che togliendo alla griglia qualsiasi tensione **negativa** la corrente di placca sale a **3,5 milliAmper**.

Quindi applicando sulla **griglia** un'**onda sinusoidale** di **2 volt**, sarete riusciti ad ottenere sulla **placca** una variazione di **1 milliAmper**, infatti:

**3,5 - 2,5 = 1 mA**

Chi è abituato alle notevoli variazioni di **corrente** che si ottengono sul **Collettore** di un **transistor**, riterrà questo **1 mA** un valore irrisorio, ma qui dobbiamo subito precisare che la differenza che esiste tra un **transistor** ed una **valvola termoionica** è il seguente:

- Il **transistor** amplifica un segnale in **corrente**, quindi piccole variazioni applicate sulla Base provocano ampie variazioni di corrente sul Collettore.

- La **valvola** amplifica un segnale in **tensione**, quindi piccole variazioni applicate sulla Griglia provocano ampie variazioni di tensione sulla Placca.

Se osservate lo schema elettrico di un **triodo amplificatore** (vedi fig.10), noterete che la **placca** viene alimentata tramite una resistenza da **47.000 ohm** con una tensione di **250 volt**.

Poc'anzi vi abbiamo detto che polarizzando la **griglia** con una tensione **negativa** di **1 volt**, sulla **placca** scorreva una corrente di **3 milliAmper**.

La resistenza da **47.000 ohm** collegata in serie alla **placca** con una corrente di **3 mA** provocherà una caduta di tensione, che potrete calcolare con la nota Legge di Ohm:

**Volt = (mA x ohm) : 1.000**
**(3 x 47.000) : 1.000 = 141 volt**

Quindi sulla **placca** non ritroverete la tensione totale dei **250 volt positivi**, ma la differenza, cioè:

**250 - 141 = 109 volt**

Sapendo che applicando sulla **griglia** un'**onda sinusoidale** di **2 volt** la corrente di **placca** varia da un minimo di **2,5 mA** ad un massimo di **3,5 mA**, potrete subito calcolare quali variazioni di **tensio-**

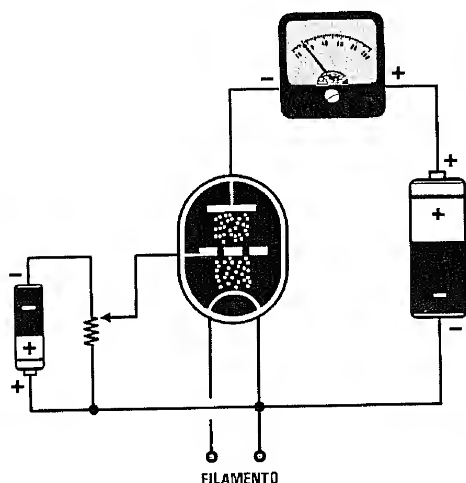



**Fig.7 Se ruoteremo il cursore del potenziometro verso il massimo negativo della pila, noteremo che la corrente di placca scenderà dai precedenti 3 mA su valori inferiori, perchè sappiamo già che, rendendo più negativa la Griglia controllo, parte degli elettroni emessi dal filamento vengono respinti.**

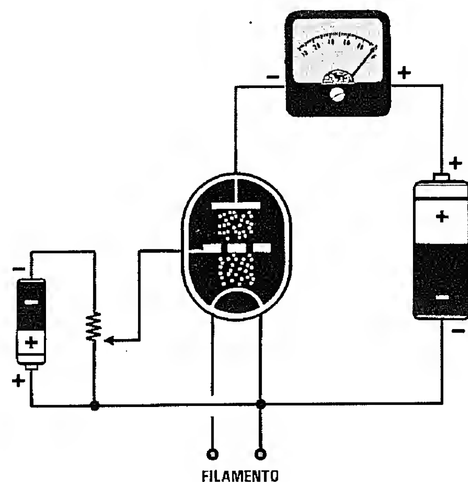



**Fig.8 Se ruoteremo il cursore del potenziometro verso massa, toglieremo la tensione negativa di polarizzazione sulla Griglia controllo. Gli elettroni, non incontrando più nessun ostacolo, raggiungeranno tutti la placca ed in questo modo la corrente aumenterà rispetto alle figg.6-7.**

**ne** risulteranno presenti sulla **placca** di questo **triodo**.

Quando la corrente di **placca** scende a **2,5 mA**, otterrete una caduta di tensione di:

**(2,5 x 47.000) : 1.000 = 117,5 volt**

Quando la corrente di **placca** sale a **3,5 mA**, otterrete una caduta di tensione di:

**(3,5 x 47.000) : 1.000 = 164,5 volt**

Pertanto un segnale di **2 volt** applicato sulla **griglia** farà variare la tensione di **placca** da un massimo di:

**250 - 117,5 = 132,5 volt**

ad un minimo di:

**250 - 164,5 = 85,5 volt**

Questo significa che potrete prelevare dalla **placca** un segnale che raggiungerà un'ampiezza totale di:

**132,5 - 85,5 = 47 volt**

In pratica avrete **amplificato** il segnale applicato sulla **griglia** di ben:

**47 : 2 = 23,5 volte**

Abbiamo sottoposto alla vostra attenzione un esempio con dei valori casuali, ma dobbiamo precisare che esistono, come per i transistor, tanti diversi **triodi**, classificati con proprie sigle e dotati di differenti caratteristiche.

Esistono **triodi** con un diverso **guadagno** in grado di amplificare segnali **UHF**, altri idonei per amplificare solo segnali di **Bassa Frequenza**, poi esistono anche **triodi** finali di **potenza**.

Variando il valore della resistenza ohmica collegata sulla **placca**, si riesce a variare il **guadagno** dello stadio amplificatore.

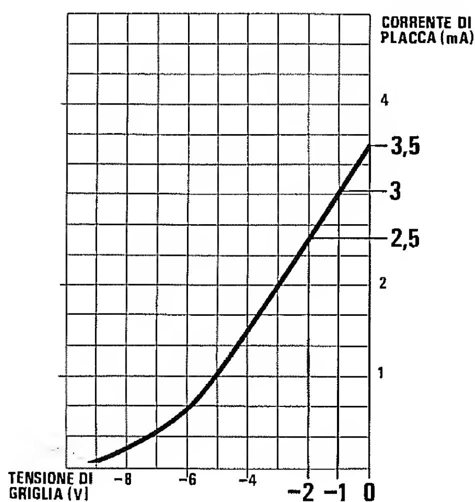



**Fig.9 In questo grafico abbiamo preso come esempio i dati utilizzati nelle figg.6-7-8 per mostrarvi come, variando la tensione negativa di polarizzazione sulla griglia, si modifica in proporzione la corrente sulla placca. Applicando sulla griglia 1 volt negativo, sulla placca scorrerà una corrente di 3 mA, applicando 2 volt negativi, la corrente scenderà a 2,5 mA e applicando 0 volt, la corrente salirà sui 3,5 mA.**

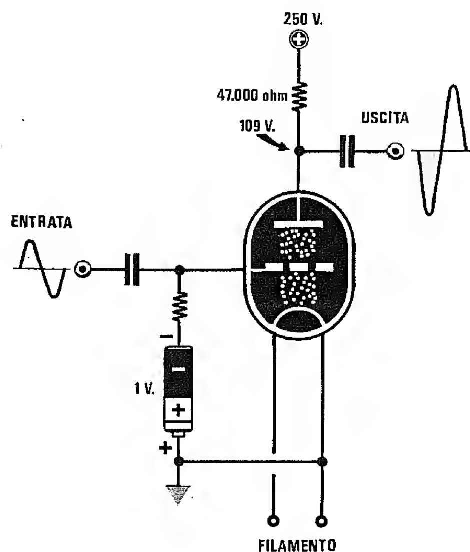



**Fig.10 Se su una griglia polarizzata con una tensione negativa di 1 volt, applicheremo un segnale sinusoidale di 2 volt picco/picco, in presenza delle semionde "negative" aumenterà la tensione negativa di griglia e si ridurrà la corrente di placca. Al contrario, in presenza delle semionde "positive" diminuirà la tensione negativa di griglia e in queste condizioni aumenterà la corrente di placca (vedi grafico di fig.11).**

## IL CATODO

Inizialmente tutte le valvole venivano alimentate con delle **pile**, perchè non era ancora distribuita in tutte le case, come lo è oggi, la tensione alternata dei **220 volt.**

Quindi per far funzionare una radio occorreva una pila per i **filamenti**, una per **polarizzare** le griglie e molte pile poste in serie per ottenere la tensione di 200 - 250 volt necessaria per alimentare le **placche.**

Quando in ogni casa fu portata la tensione **alternata** per accendere le lampadine per l'illuminazione, si pensò di **raddrizzare** questa tensione per trasformarla in **tensione continua** utilizzando la valvola **diodo** composta da un **filamento** e da una **placca**.

Si riuscì così ad avere la necessaria tensione **continua** di **200 - 250 volt** per alimentare tutte le **placche**, ma si continuarono ad alimentare i filamenti con le pile, perchè provando ad alimentarli con la **tensione alternata** era più forte il **ronzio di alternata** che si prelevava dalle **placche** che quello del segnale che si doveva amplificare.

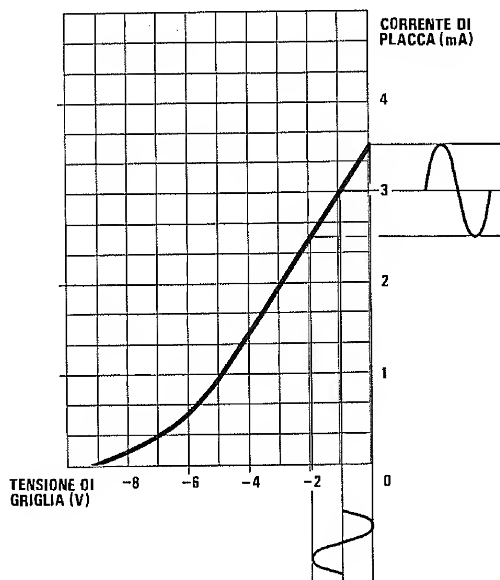



**Fig.11 In questo grafico potete osservare come varierà la corrente di Placca di una valvola quando sulla Griglia, polarizzata con una tensione negativa di 1 volt, applicheremo una segnale sinusoidale di 2 volt picco/picco. Quando il segnale porterà la griglia a 2 volt negativi, la corrente di placca scenderà a 2,5 milliAmper, quando il segnale la porterà a 0 volt, la corrente di placca salirà a 3,5 milliAmper.**

Dovete tenere presente che a quei tempi non erano disponibili i **ponti raddrizzatori** o i **diodi al silicio** che troviamo oggi con estrema facilità, in grado di erogare anche **20-30 Amper**, ma solo un **diodo a valvola** che non riusciva ad erogare più di **100 milliAmper.**

Per riuscire ad alimentare i **filamenti** con una tensione **alternata** si pensò di aggiungere al **triodo** un altro **elettrodo** chiamato **catodo** (vedi fig.12).

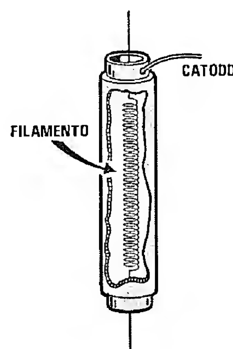



**Fig.12 Constatando che alimentando un filamento direttamente con una tensione alternata si aveva sulla placca un forte ronzio a 50 Hz, si incapsulò il filamento all'interno di un elettrodo chiamato CATODO.**

In pratica questo **catodo** altro non era che un tubino di nichel ricoperto di **ossido di bario** posto attorno al filamento ed elettricamente isolato, che, surriscaldato dal filamento incandescente, provvedeva ad emettere gli **elettroni**.

Quindi l'elettrodo che emetteva gli **elettroni negativi** non era più il filamento, ma questo tubino metallico chiamato **catodo.**

Per fare un paragone potremo considerare il **catodo** come la **punta** di rame del nostro saldatore elettrico.

Anche all'interno della **punta** di **rame** è inserita una **resistenza elettrica** costituita da un filo di **nichel - cromo** tenuto isolato dal metallo rame.

Applicando una tensione elettrica alla **resistenza**, questa si arroventa trasferendo il calore alla **punta** di **rame** che provvede a sciogliere lo **stagno** da utilizzare per le nostre saldature.

Togliendo tensione la punta si raffredda ed in queste condizioni non possiamo più sciogliere lo stagno.

## TENSIONE NEGATIVA di GRIGLIA

Risolto il problema del **filamento**, ne rimaneva un secondo, cioè quello di eliminare la **pila** richiesta per polarizzare **negativamente la griglia.**

A questo problema si trovò subito soluzione applicando tra il **catodo** e la **massa** una **resistenza** di valore appropriato, che provvedesse a creare una ca-

duta di tensione proporzionale al valore della corrente che scorreva nella valvola in condizione di riposo.

Prendendo in considerazione gli esempi da noi proposti precedentemente, cioè di una valvola che richieda una **tensione negativa** di **griglia** di **1 volt** e nella quale la **placca** assorba una corrente di **3 mA**, per ottenere questa tensione **negativa** occorre collegare tra il **catodo** e la **massa** una resistenza il cui valore **ohmico** può essere calcolato con la nota formula:

**Ohm = (Volt griglia : mA) x 1.000**

Quindi il valore della resistenza da applicare tra **catodo** e **massa**, necessario per ottenere una tensione negativa di **1 volt**, dovrà risultare di:

**(1 : 3) x 1.000 = 333 ohm**

valore che potremo arrotondare a **330 ohm**.

Per evitare che da tutte le variazioni di **corrente** presenti in fase di amplificazione derivino delle variazioni della **tensione** ai capi di tale resistenza, che modificherebbero la tensione di polarizzazione della **griglia**, occorre applicare in parallelo alla resistenza di **catodo** un **condensatore elettrolitico** che mantenesse il più stabile possibile il valore di questa tensione.

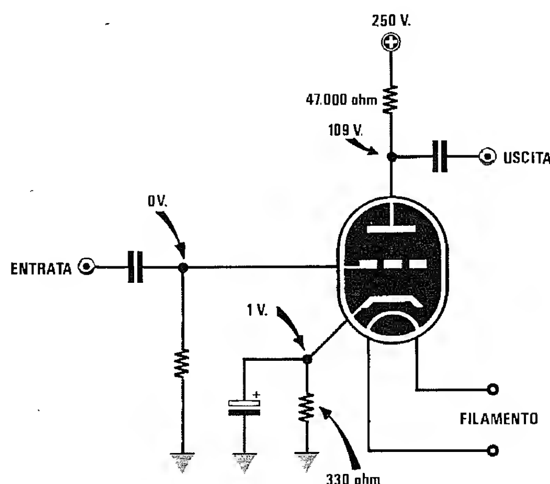



**Fig.13 Per fornire alla Griglia Controllo la tensione NEGATIVA di polarizzazione richiesta, occorre applicare tra il Catodo e la Massa una resistenza il cui valore potrà essere calcolato con la formula riportata nell'articolo. Per rendere questa tensione stabile, occorre applicare in parallelo alla resistenza un condensatore elettrolitico. La tensione che misurerete ai capi della resistenza è quella che polarizzerà la Griglia Controllo.**

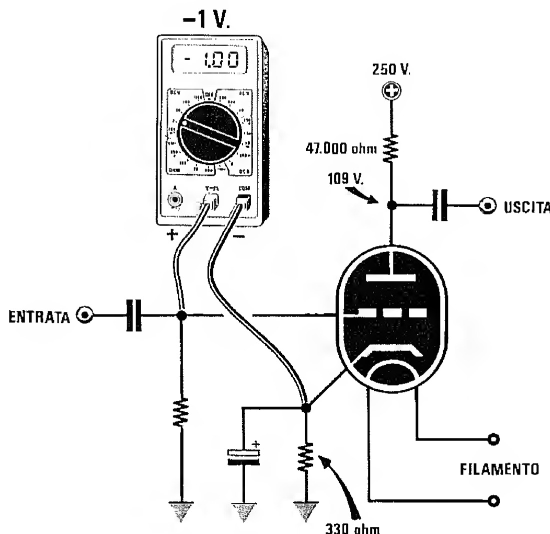



**Fig.14 Se misurerete la tensione ai capi della resistenza (vedi fig.13), rileverete una tensione "positiva", mentre nell'articolo abbiamo precisato che la Griglia Controllo va polarizzata con una tensione NEGATIVA. A tale proposito facciamo presente che le tensioni di lavoro di una valvola non si misurano prendendo come riferimento la "massa", ma il suo Catodo. Se misurerete la tensione tra Griglia e Catodo con un tester digitale rileverete una tensione NEGATIVA.**

Se misurerete la tensione che risulta presente ai capi di questa resistenza tra **catodo** e **massa**, rileverete **1 volt positivo** (vedi fig.13) e se misurerete la tensione presente sulla **griglia** rispetto a **massa**, rileverete **0 volt**.

Se però controllerete con un voltmetro elettronico la tensione presente sulla **griglia** rispetto al **catodo**, rileverete esattamente **1 volt negativo** (vedi fig.14).

Facciamo presente che le tensioni di lavoro presenti sugli elettrodi di una valvola **non** si misurano prendendo come **riferimento** la **massa**, ma il suo **catodo**.

Quindi se misurate la tensione tra **placca** e **massa**, rilevate una tensione di **109 volt**, ma questa non è la tensione di lavoro della valvola, perchè a questo valore dovrete **sottrarre** la tensione tra **catodo** e **massa**, quindi la valvola lavorerà con una tensione di **108 volt**.

Infatti misurando la tensione presente tra **placca** e **catodo**, rileverete esattamente **108 volt**, cioè senza quel **volt** che avete utilizzato per polarizzare negativamente la **griglia**.

## DOPPIO TRIODO

All'interno di una stessa valvola è possibile inserire **due triodi** separati con identiche caratteristiche, composti ognuno da un **catodo**, una **griglia**, una **placca** ed un unico filamento per surriscaldare i due **catodi** separati (vedi fig.18) che possiamo **polarizzare** in modo diverso uno dall'altro.

Come per i transistor, ogni valvola ha sue proprie caratteristiche.

Se osservate la tabella qui sotto riportata, dove sono messi a confronto un doppio triodo siglato **ECC.82**, equivalente alla sigla americana **12AU7**, con un doppio triodo **ECC.83**, equivalente alla sigla americana **12AX7**, noterete come risultino diversi i vari parametri.

**La valvola ECC.82**, che amplifica solo **17 volte** e fornisce in uscita una potenza di **2,75 watt**, è maggiormente indicata per **amplificare** segnali di una certa ampiezza o per **pilotare** dei **pentodi finali** di potenza.

La valvola **ECC.83**, che amplifica un segnale di **100 volte** e fornisce in uscita una potenza di **1 watt**, è maggiormente indicata per **preamplificare** segnali **molto deboli**.

La **ECC.83** può essere anche utilizzata per **pilotare** dei **pentodi finali** di potenza, purchè le **griglie** di questi non richiedano delle potenze maggiori di **1 watt**.

## PENDENZA o TRANSCONDUTTANZA

Normalmente nelle caratteristiche tecniche delle valvole non viene riportato il loro **guadagno** perchè questo dato si può facilmente calcolare conoscendo la **pendenza** o **transconduttanza**, indicata quasi sempre con la lettera **S**, e la **resistenza interna**, indicata con **Ri**.

La formula per calcolare il guadagno è:

**Guadagno = (S x Ri) : 1.000**

La valvola **ECC.82**, che ha una **resistenza interna** di **7.700 ohm** e una **pendenza** di **2,2 mA/V**, avrà un **guadagno** di:

**(2,2 x 7.700) : 1.000 = 16,94 volte**

Invece il **guadagno** della valvola **ECC.83**, che ha una **resistenza interna** di **62.500 ohm** e una **pendenza** di **1,6 mA/V**, risulterà di:

**(1,6 x 62.500) : 1.000 = 100 volte**

E sono infatti questi i valori che abbiamo riportato nella nostra tabella, arrotondando il solo guadagno della **ECC.82** da **16,94** a **17**.

| CARATTERISTICHE | ECC.82/12AU7 | ECC.83/12AX7 |
|---|---|---|
| Max tensione anodica | 250 volt | 250 volt |
| Volt negativi Griglia | 8,5 volt | 2,5 volt |
| Corrente lavoro Placca | 1,6 mA | 0,48 mA |
| Massima corrente Placca | 20 mA | 8 mA |
| Fattore Guadagno | 17 volte | 100 volte |
| Resistenza interna | 7.700 ohm | 62.500 ohm |
| Pendenza "S" | 2,2 mA/V | 1,6 mA/V |
| Watt uscita Placca | 2,75 Watt | 1,0 Watt |



## IL PENTODO AMPLIFICATORE

Per poter amplificare i debolissimi segnali radio captati da un'antenna occorrevano valvole che potessero amplificare un segnale di **1.000-3.000 volte** e per ottenere questa condizione si cercò di avvicinare il più possibile la **placca** alla **griglia**.

Si constatò così che questi due elettrodi si comportavano come le armature di un normale **condensatore** posto sottovuoto ed in queste condizioni il segnale passava tranquillamente dalla **griglia** alla **placca** per via **capacitiva**.

Avvicinando la **placca** alla **griglia** si notò anche un altro fenomeno: molti **elettroni**, rimbalzando sulla **placca**, ritornavano nuovamente sulla **griglia** e così facendo veniva variato il valore della tensione di **polarizzazione**, rallentando in modo irregolare il passaggio degli elettroni dal **catodo** verso la **placca**.

Questo aumento di amplificazione che si era riusciti ad ottenere avvicinando la **placca** alla **griglia** creava altri inconvenienti.

Ad esempio la valvola si metteva inspiegabilmente ad **autooscillare** generando degli acutissimi fischi.

Per ovviare a questa **instabilità** di funzionamento e per ridurre la **capacità** tra **la griglia** e la **placca** si riportarono questi due elettrodi ad una maggiore distanza, poi si inserirono all'interno, tra la **griglia di controllo** e la placca, altre due **griglie** che presero il nome di **griglia schermo** e **griglia soppressore**.

La **griglia schermo** è posta all'interno della valvola tra la **griglia controllo** e la **griglia soppressore** (vedi fig.19).

La **griglia soppressore** è posta invece tra la **griglia schermo** e la **placca** (vedi fig.19).

La griglia **schermo**, collegata al **positivo** della tensione di alimentazione, oltre a comportarsi come un efficiente **schermo elettrostatico** tra griglia e placca, provvede ad attirare con la sua carica **positiva** gli elettroni **negativi** già passati attraverso la **griglia controllo**.

Accelerando la velocità degli elettroni, questi riescono ad attraversare la **larga spirale** di cui è formata la **griglia schermo** e a raggiungere la **placca** della valvola molto velocemente, aumentando così il **guadagno**.

La **griglia soppressore**, collegata al **negativo** della tensione di alimentazione, riduce ulteriormente la capacità **griglia controllo - placca**, e nello stesso tempo **scarica** a **massa** tutti quegli **elettroni** che, rimbalzando sulla **placca** a causa della loro elevata velocità, potrebbero giungere sulla **griglia schermo**.



La valvola composta da questi **cinque** elettrodi chiamati:

**catodo**
**griglia controllo** (indicato **G1**)
**griglia schermo** (indicato **G2**)
**griglia soppressore** (indicato **G3**)
**placca** (chiamata **Anodo**)

prende il nome di **pentodo**.

Questi **pentodi**, disponendo di un'elevata amplificazione, venivano utilizzati nei ricevitori per **preamplificare** i segnali captati dall'**antenna**, per realizzare dei **convertitori** di frequenza e per **preamplificare** nelle supereterodine **i** segnali di **Media Frequenza**.

Come per i **triodi** esistono molti tipi di **pentodi** che si differenziano uno dall'altro per avere delle diverse caratteristiche (vedi fig.20).

Ad esempio se prendete il **pentodo** siglato **EF.80** e quello siglato **EF.89** e ne confrontate le caratteristiche, noterete molte **differenze** sia sulla loro **resistenza interna**, sia sulla **pendenza** ed anche sulla **tensione positiva** da applicare sulla **griglia schermo**.

Poichè in queste caratteristiche non è riportato il **guadagno**, per conoscerlo dovrete usare questa formula:

**Guadagno = (S x Ri) : 1.000**

La valvola **EF.80** che ha una **resistenza interna** di **0,65 megaohm** pari a **650.000 ohm** ed una **pendenza** di **6,8 mA/V**, potrà amplificare un segnale fino ad un **massimo** di:

**(6,8 x 650.000) : 1.000 = 4.420 volte**

La valvola **EF.89** che ha una **resistenza interna** di **0,9 megaohm** pari a **900.000 ohm** ed una **pendenza** di **3,6 mA/V**, potrà amplificare un segnale fino ad un **massimo** di:

**(3,6 x 900.000) : 1.000 = 3.240 volte**

Se confrontate questi **guadagni** con quelli che ci forniva un **triodo**, noterete delle notevoli differenze.

## IL PENTODO FINALE DI POTENZA

Risolto il problema del **guadagno**, ne rimaneva un secondo, quello cioè di disporre di una valvola in grado di erogare **molti watt** per poter pilotare un **altoparlante**.

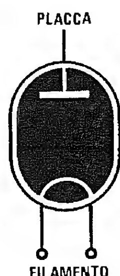



Fig.15 Simbolo grafico di un Diodo sprovvisto di Catodo.

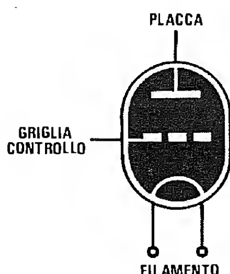
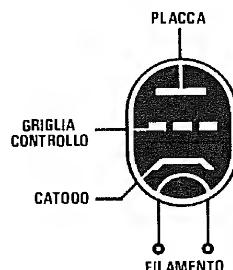



Fig.16 Simbolo grafico di un Triodo sprovvisto di Catodo.

Fig.17 Simbolo grafico di un Triodo identico a quello visibile in fig.16, ma provvisto di CATODO. Poichè i filamenti delle valvole vengono oggi alimentati tutti direttamente dalla tensione alternata di rete con valori di 6,3 o di 12,6 volt, è raro trovare delle valvole sprovviste di catodo.



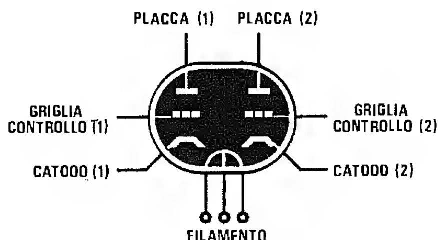
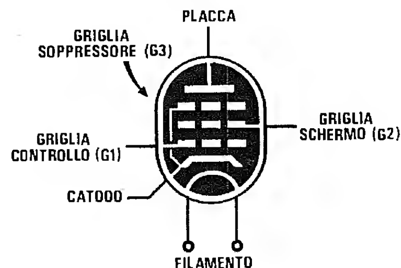




Fig.18 Esistono valvole che possono essere composte da due distinti triodi con identiche caratteristiche oppure da un triodo o un pentodo. Nel disegno riportiamo il simbolo grafico di un Doppio Triodo. Come noterete ogni triodo ha il suo Catodo.

Fig.19 Simbolo grafico di un Pentodo. Questo disegno viene utilizzato sia per le valvole preamplificatrici che per i finali di potenza. Come potrete notare in questo disegno, la Griglia Soppressore G3 risulta già internamente collegata al catodo.



| CARATTERISTICHE | EF.80 | EF.89 |
|---|---|---|
| Max tensione anodica | 250 volt | 250 volt |
| Volt griglia schermo | 250 volt | 100 volt |
| Volt griglia soppressore | 0 volt | 0 volt |
| Volt negativi Griglia | 3,5 volt | 2,0 volt |
| Corrente anodica | 10 mA | 9 mA |
| Corrente griglia schermo | 2,8 mA | 3,0 mA |
| Resistenza interna "Ri" | 0,65 Mega | 0,9 Mega |
| Pendenza "S" | 6,8 mA/V | 3,6 mA/V |

**Fig.20 Di lato, le caratteristiche di due pentodi preamplificatori e, sotto, le caratteristiche di tre pentodi amplificatori finali di potenza.**

| CARATTERISTICHE | EL.34 | EL.42 | EL.84 |
|---|---|---|---|
| Volt di placca o anodica | 250 volt | 225 volt | 250 volt |
| Corrente di placca | 80 mA | 26 mA | 48 mA |
| Volt griglia schermo | 265 volt | 225 volt | 250 volt |
| Corrente griglia schermo | 15,0 mA | 4,1 mA | 5,5 mA |
| Volt negativi griglia G1 | -13,5 volt | -12,5 volt | -7,5 volt |
| Max segnale ingresso | 8,7 volt | 8,0 volt | 4,3 volt |
| Resistenza interna | 17.000 ohm | 90.000 ohm | 38.000 ohm |
| Pendenza | 12,5 mA/V | 3,2 mA/V | 11,3 mA/V |
| Impedenza di carico | 2.000 ohm | 8.000 ohm | 4.000 ohm |
| Watt uscita classe A | 12 Watt | 3 Watt | 6 Watt |

Per ottenere queste caratteristiche si costruirono dei **pentodi** con elettrodi di dimensioni maggiori rispetto a quelli usati per **preamplificare** dei **deboli** segnali e così facendo si riuscirono a raggiungere **potenze** molto elevate.

Ovviamente per **pilotare** questi **pentodi finali** occorreva applicare sulla **griglia controllo** dei segnali di una certa ampiezza e potenza, ma questo problema risultava già risolto, perchè per questa funzione esistevano già i cosiddetti **triodi pilota**.

A questo punto possiamo riportarvi le caratteristiche di qualche **pentodo finale** di **potenza** in **classe A**, cioè di una sola valvola finale, perchè possiate, con i numeri riportati, notare le varie differenze (vedi nella Tabella in alto le caratteristiche delle valvole EL.34, EL.42, EL.84).

In queste caratteristiche troverete, oltre alla **potenza d'uscita** in **watt**, un altro dato molto **importante**, quello dell'**impedenza di carico.**

In pratica questo valore in **ohm** che varia da valvola a valvola, sarebbe il valore dell'**impedenza** che dovrebbe avere un eventuale **altoparlante** da collegare tra la **placca** e la **tensione anodica** dei **225-250 volt positivi**.

Poichè tutti sanno che gli altoparlanti vengono costruiti con delle **impedenze** standard di **4-8-16 ohm**, questi possono essere collegati alla valvola finale solo se si utilizza un **trasformatore d'uscita** che abbia un appropriato rapporto di trasformazione.

Il **primario** di tale trasformatore dovrà avere un'**impedenza caratteristica** (da non confondere con una **resistenza** ohmica) analoga a quella richiesta dalla valvola, cioè di **2.000 ohm** per le **EL.34**, di **8.000 ohm** per le **EL.42** e di **4.000 ohm** per le **EL.84**, mentre il **secondario** dovrà avere un'**impedenza caratteristica** uguale a quella richiesta dall'altoparlante, cioè **4-8-16 ohm**.

## IL TRASFORMATORE D'USCITA

In un amplificatore a valvole il componente che determina la **fedeltà** del suono è il solo **trasformatore d'uscita.**

Se per la sua costruzione non vengono utilizzati lamierini al silicio di **ottima qualità**, tutte le frequenze acute vengono notevolmente **attenuate**.

Le dimensioni del nucleo debbono risultare sovradimensionate, diversamente questo potrebbe **saturarsi** alla massima potenza, aumentando così la **distorsione**.

Se un trasformatore per **classe A** (amplificatore con una sola valvola, vedi fig.21) non è difficile da costruire, i trasformatori per **classe AB1-AB2** (amplificatore con due valvole in controfase, vedi fig.22), per **Hi-Fi** sono alquanto complessi.

Per ottenere un perfetto **bilanciamento** dei due avvolgimenti, sia come **resistenza ohmica** sia come **capacità**, questi vengono suddivisi in più sezioni affiancate le une alle altre.

Poichè questi trasformatori dovranno necessariamente essere acquistati già avvolti e con le **impedenze** richieste dal tipo di valvola utilizzata, vi diremo che migliore è la loro **qualità** migliore risulterà la **fedeltà** della riproduzione.

Poichè abbiamo notato che il calcolo del **rapporto** di **trasformazione** tra **primario** e **secondario** descritto in molti testi è così complesso da essere praticamente inutilizzabile, vi indicheremo un sistema molto più rapido e semplice.

La formula che vi consigliamo di utilizzare per questo calcolo è la seguente:

**Rapporto = $\sqrt{\text{impedenza carico : imped. altop.}}$**

Se con i dati della valvola **EL.34**, che ha un'**impedenza di carico** pari a **2.000 ohm**, voleste conoscere quale **rapporto spire** deve esistere nel trasformatore d'uscita tra **primario** e **secondario** per poterlo perfettamente adattare ad un altoparlante da **8 ohm**, dovreste fare questa semplice operazione:

**$\sqrt{2.000 : 8}$ = 15,8 volte**

Se con i dati della valvola **EL.84**, che ha un'**impedenza di carico** pari a **4.000 ohm**, voleste conoscere quale **rapporto spire** deve esistere nel trasformatore d'uscita tra **primario** e **secondario** per poterlo adattare ad un altoparlante da **8 ohm**, otterreste:

**$\sqrt{4.000 : 8}$ = 22,3 volte**

Come potete notare la valvola che ha un'**impedenza di carico** di **4.000 ohm**, cioè un valore **doppio** rispetto alla valvola che ha un'**impedenza di carico** di **2.000 ohm**, non ha un rapporto di trasformazione **doppio** come spesso ed erroneamente viene riportato.

Per questo motivo un trasformatore d'uscita costruito per un'impedenza di carico di **4.000 ohm** può essere utilizzato anche per valvole che hanno delle impedenze leggermente diverse, ma molto prossime a questo valore, ad esempio **3.500 - 3.800 - 4.200 - 4.500 ohm**.

Occorre far presente che collegando sul **secondario** di un trasformatore d'uscita un altoparlante che ha un'**impedenza** diversa da quella calcolata, si **varia** automaticamente l'impedenza dell'avvolgimento del **primario** quindi la valvola, non avendo un suo corretto **carico**, distorcerà.

Se utilizzate ad esempio un trasformatore per la **EL.34** costruito per alimentare un carico di **8 ohm** (altoparlante che dispone di tale **impedenza**) che, come già sapete, ha un **rapporto di trasformazione** di **15,8 volte**, e su questo secondario applicate un altoparlante da **4 ohm**, l'impedenza dell'avvolgimento **primario** non risulterà più di **2.000 ohm** bensì molto minore.

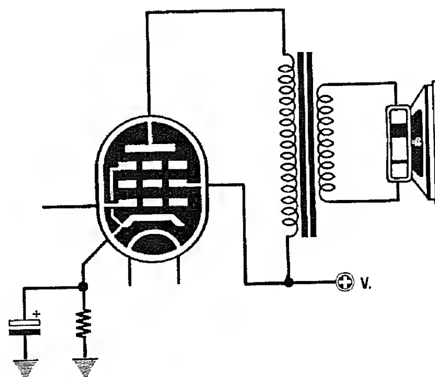



**Fig.21 Negli amplificatori con una sola valvola finale in "classe A" la Griglia Schermo viene alimentata direttamente dalla massima tensione positiva di alimentazione. L'impedenza dell'avvolgimento primario del trasformatore deve essere idonea al tipo di valvola impiegato.**

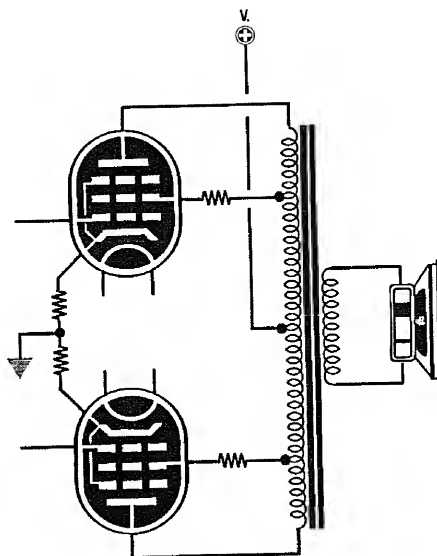



**Fig.22 Negli amplificatori che utilizzano due valvole finali in Push/Pull se non si sceglie un ottimo trasformatore d'uscita non si riesce ad ottenere una elevata fedeltà. A differenza dello schema di fig.21, le Griglie Schermo delle due valvole vengono alimentate tramite una presa presente sul primario.**

Usando questa formula potrete determinare il valore dell'**impedenza** che si ottiene sul **primario**:

**imped. = (rapporto x rapporto) x ohm carico**

in questo caso otterrete sul **primario** un'**impedenza di carico** di:

**(15,8 x 15,8) x 4 = 998 ohm**

Applicando sulla **placca** un carico di soli **998 ohm** anzichè di **2.000 ohm** richiesti, la valvola non lavorerà più sui suoi valori ideali, quindi in uscita si preleverà un segnale di potenza minore e distorto.

## DISTORSIONE

La distorsione di un amplificatore si misura con uno strumento chiamato **distorsiometro** che provvede, con degli appositi **filtri notch**, ad eliminare totalmente la sola **frequenza fondamentale**.

Tutte le **frequenze armoniche** che fuoriescono dall'amplificatore vengono considerate **distorsioni**.

Occorre a questo punto fare una distinzione tra la **distorsione** del segnale **sinusoidale** e questa **distorsione** dovuta alla presenza di **armonica**.

Se l'onda **sinusoidale** amplificata esce triangolare o trapezoidale, ascolteremo un **suono** distorto e sgradevole (vedi figg.24-25).

Se l'onda **sinusoidale** esce senza deformazioni e la distorsione è causata solo dalle presenza di frequenze **armoniche**, ascolteremo, oltre alla nota **fondamentale**, anche note di **tonalità** superiore che non rappresentano una **distorsione** del segnale, ma soltanto altre frequenze **non distorte**.

Ad esempio nelle valvole che generano delle frequenze **armoniche pari** rispetto alla nota fondamentale, queste **armoniche** creano un suono più **pastoso** perchè udremo, molto attenuata, la stessa **nota**, ma di **ottava superiore**.

Quindi una frequenza di **110 Hz** (nota **LA**) amplificata da una valvola, genererà una frequenza **armonica** a **220** e una a **440 Hz**, che sono ancora due **note LA** di **ottave superiori**.

Con i transistor, che generano invece delle frequenze **armoniche dispari**, le cose cambiano, infatti una frequenza di **110 Hz** (nota **LA**) amplificata genererà una frequenza **armonica** a **330 Hz** (nota **MI** disaccordata) e un'altra a **990 Hz** (nota **SI** disaccordata), quindi ascoltando un **LA in fondamentale** assieme alle **armoniche** di un **MI** e di un **SI**, questo suono risulterà più disarmonico e sgradevole.

Per questo motivo in un amplificatore a valvola ci si può permettere anche di non scendere come **distorsione armonica** sotto al **2%**, mentre in un amplificatore a transistor occorre necessariamente scendere sotto allo **0,5%**.

Ovviamente più bassa è la percentuale di **distorsione** sia in un amplificatore a valvole che in uno a transistor, meno **armoniche** ritroveremo sulla sua uscita, ma questo non significa che le **note** che udremo risulteranno **distorte**.

Dobbiamo ancora far presente che l'**orecchio umano** non è poi così perfetto come si ritiene.

Se un **distorsiometro** riesce a misurare delle percentuali di distorsione **armonica** dello **0,01%**, l'**orecchio** umano non rivela una distorsione sulla **sinusoide** fino a quando questa non supera il **4%**.

Soltanto quando la distorsione sulla **sinusoide** raggiunge dei livelli del **10%** il suono inizierà a diventare **sgradevole**.

## QUALCHE UTILE FORMULA

Vi riportiamo alcune formule complete di esempi che potranno esservi utili usando le valvole.

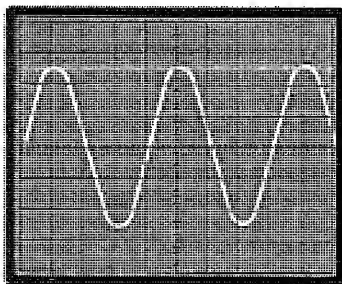


**Fig.23 Un suono risulta perfetto quando l'onda sinusoidale applicata sull'ingresso fuoriesce amplificata senza alcuna distorsione.**

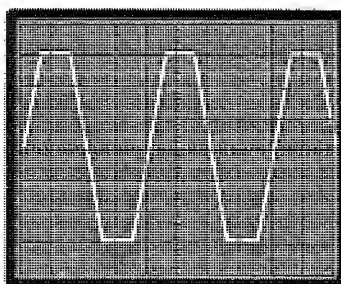


**Fig.24 Se in uscita vi ritroverete con un'onda trapezoidale, significa che il segnale applicato sull'ingresso ha un'ampiezza troppo elevata.**

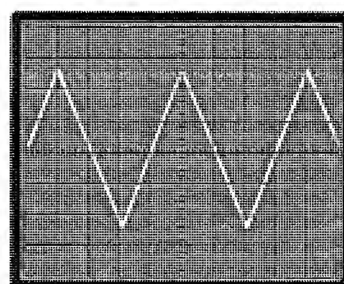


**Fig.25 Se un'onda sinusoidale a 5.000 Hz circa si trasforma in un'onda triangolare, significa che il trasformatore d'uscita non è di qualità.**

**1°** Per calcolare il valore della resistenza di **catodo** necessaria per ottenere la tensione **negativa** della **griglia controllo** si dovrà usare la formula:

**Ohm = (Volt griglia : mA) x 1.000**

Il valore dei **milliAmper** è dato dalla corrente assorbita dalla **placca** della valvola in condizioni di riposo.

Questa formula è valida per i soli **triodi**.
Per i **pentodi** occorre **sommare** alla corrente di **placca** anche quella della **griglia schermo**.

**Esempio** = Vogliamo calcolare la resistenza da applicare sul **catodo** di un **triodo** che richiede una tensione **negativa** di griglia di **1,5 volt** e che assorbe a riposo una corrente di **5,4 milliAmper**.

Utilizzando la formula sopra riportata otterremo:

**(1,5 : 5,4) x 1.000 = 277 ohm**

valore che potremo tranquillamente arrotondare a **270 ohm**, perchè in uno stadio preamplificatore il segnale da applicare sull'ingresso dovrà sempre risultare notevolmente **minore** del massimo consentito, per evitare delle **distorsioni** sul segnale sinusoidale.

**Esempio** = Vogliamo calcolare la resistenza da applicare sul **catodo** della valvola pentodo **EL.34** per ottenere una tensione di **13,5 negativi**, sapendo che l'assorbimento di **placca** si aggira sugli **80 mA** e quello della **griglia schermo** sui **15 mA**.

Come prima operazione **sommeremo** la corrente di **placca** e quella di **griglia schermo** ottenendo così:

**80 + 15 = 95 milliAmper**

A questo punto potremo calcolare il valore ohmico della resistenza di **catodo**:

**(13,5 : 95) x 1.000 = 142 ohm**

valore che potremo arrotondare a **150 ohm**.

**2°** Per calcolare la **potenza** in **watt** della resistenza da applicare sul **catodo** si potrà utilizzare la seguente formula:

**Watt = (mA x mA x ohm) : 1.000.000**

**Esempio** = Vogliamo conoscere quale **wattaggio** dovrà avere la **resistenza** da **150 ohm** da applicare sul **catodo** di una valvola che assorbe **95 mA**.

Utilizzando la formula sopra riportata otterremo:

**(95 x 95 x 150) : 1.000.000 = 1,35 watt**

Per evitare che questa resistenza si surriscaldi eccessivamente, conviene scegliere un wattaggio maggiore, quindi utilizzeremo una resistenza da **150 ohm 1,5 watt** o meglio ancora da **2 watt**.

**3°** Per calcolare la **corrente** e la **tensione** presente sul **secondario** di un trasformatore d'uscita, conoscendo la **potenza** in **watt** e l'**impedenza** dell'altoparlante, potremo usare queste due formule:

**Volt** = $\sqrt{\textbf{Watt x ohm altoparlante}}$

**Amper** = $\sqrt{\textbf{Watt : ohm altoparlante}}$

**Esempio** = Vogliamo conoscere i **volt** e gli **Amper** presenti sul **secondario** di un amplificatore che eroga **50 watt** per un'impedenza d'uscita di **8 ohm**.

$\sqrt{50 \times 8}$ **= 20 volt**
$\sqrt{50 : 8}$ **= 2,5 amper**

Se moltiplichiamo gli **amper** per i **volt** otterremo la potenza in **watt**, che sarà appunto di:

**2,5 x 20 = 50 watt**

**4°** Per calcolare il **guadagno** di una valvola conoscendo il valore della **pendenza** e della sua **resistenza interna**, potremo usare la formula:

**Guadagno = (Pendenza x R/interna) : 1.000**

**Esempio** = Sapendo che la valvola **EL.34** ha una **resistenza interna** di **17.000 ohm** ed una **pendenza** di **12,5 mA/V**, qualsiasi segnale applicato sulla sua griglia potrà essere amplificato fino ad un massimo di:

**(12,5 x 17.000) : 1.000 = 212,5 volte**

**5°** Per conoscere quanta **corrente** assorbe una valvola quando questa eroga una certa **potenza**, potremo utilizzare la formula:

**mA** = $\sqrt{\textbf{Watt : R/ingresso}}$ **x 1.000**

**Esempio** = Vogliamo conoscere l'assorbimento in **milliAmper** della valvola **EL.34** quando questa erogherà una potenza di **6 watt**, sapendo che la sua impedenza di carico è di **2.000 ohm**:

$\sqrt{6 : 2.000}$ **x 1.000 = 54,77 mA**

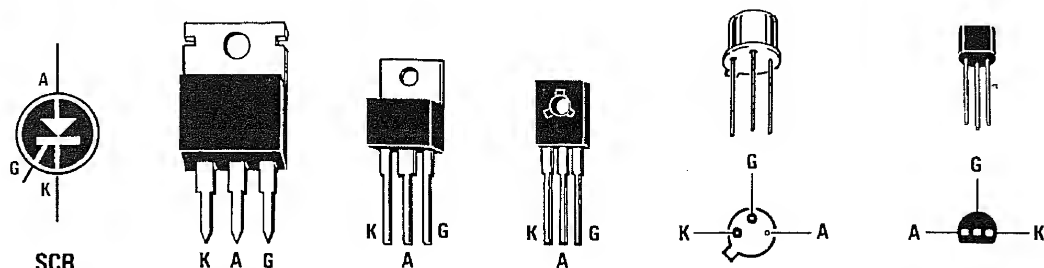



**Fig.1 Disegno grafico di un diodo SCR e disposizione dei terminali A-G-K nei più diffusi contenitori. Nei due disegni di destra i terminali sono visti da sotto.**

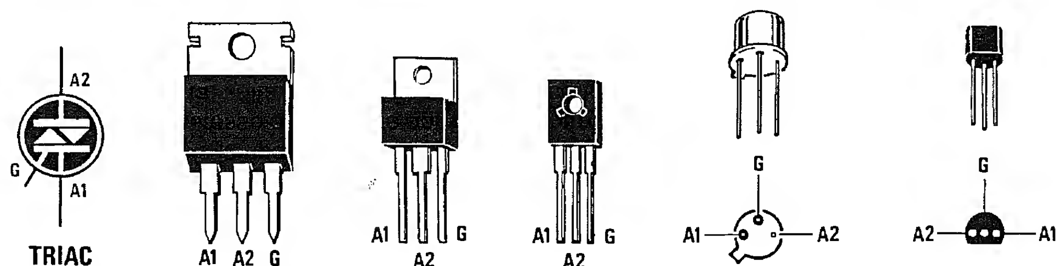



**Fig.2 Disegno grafico di un diodo TRIAC e disposizione dei terminali A2-G-A1 nei più diffusi contenitori. Nei due disegni di destra i terminali sono visti da sotto.**

# CONOSCERE i DIODI SCR e TRIAC

Prima di parlare di SCR e Triac, è necessario spiegare come si comporta un semplice **diodo raddrizzatore** quando ai suoi capi viene applicata una tensione continua o alternata.

Applicando sull'anodo di un diodo (vedi fig.3) una tensione **continua positiva**, questa potrà fluire verso il **catodo** e **accendere** così la lampadina.

Applicando invece sul suo anodo (vedi fig.3) una tensione **continua negativa**, questa non potrà fluire verso il **catodo**, quindi la lampadina rimarrà **spenta**.

Se sull'anodo dello stesso diodo viene applicata una **tensione alternata**, soltanto la **semionda positiva** potrà fluire verso il **catodo** e quindi la lampadina si **accenderà**, ma con una tensione **dimezzata**, perchè in presenza della **semionda negativa** il diodo **non** condurrà (vedi fig.5).

Il comportamento di **1 diodo** può essere paragonato a quello di un **SCR**.

Il circuito riportato in fig.4, nel quale risultano presenti due diodi posti in opposizione di polarità, si comporterà in modo ben diverso dal precedente.

Applicando su questi due diodi una tensione **continua positiva**, questa potrà fluire verso il **catodo** soltanto tramite il diodo **DS1/A** e quindi la lampadina si **accenderà** con la tensione fornita da tale diodo.

Applicando su questi due diodi una tensione **continua negativa**, questa potrà fluire verso **l'anodo** soltanto tramite il diodo **DS1/B** e quindi la lampadina si **accenderà** con la tensione fornita da tale diodo.

Se su questi due diodi viene applicata una **tensione alternata** (vedi fig.5), in presenza della **semionda positiva** condurrà il diodo **DS1/A** ed in presenza della **semionda negativa** condurrà il diodo **DS1/B**, quindi la lampadina si **accenderà** normalmente per la massima tensione alternata.

Il comportamento di **2 diodi** può essere paragonato a quello di un **Triac**.

## UN elementare SCR

L'esempio che abbiamo scelto per aiutarvi a capire come funziona un diodo **SCR** potrà far sorridere **i** tecnici più preparati, ma poichè ci rivolgiamo agli hobbisti e ai giovani studenti, riteniamo che

parlare in modo semplice e chiaro sia l'unico modo per poter dissipare qualsiasi dubbio su questo argomento.

Un diodo **SCR** viene graficamente rappresentato come visibile in fig.1, cioè provvisto di tre terminali siglati:

**A = Anodo**
**G = Gate**
**K = Catodo**

Tutti noi conosciamo il funzionamento di un **relè**, quindi utilizzeremo questo componente modificato come visibile in fig.6, applicandogli cioè un **diodo** sul terminale **Anodo** ed un secondo diodo sul terminale di eccitazione della bobina, che nel nostro esempio corrisponde al **Gate** di un SCR.

Applicando tra **Anodo** e **Catodo** una tensione **continua** prelevata da una pila con il **positivo** rivolto verso il diodo **DS1**, la lampadina rimarrà **spenta**, non essendo stato eccitato il terminale **Gate.**

Applicando sul **Gate** una tensione **positiva** tramite l'interruttore **S1**, il relè si ecciterà **accendendo** la lampadina.

Aprendo l'interruttore **S1**, cioè togliendo la tensione di eccitazione al **Gate**, la lampadina rimarrà **accesa**, perchè i contatti del relè, chiudendosi, faranno scorrere nella bobina di eccitazione una corrente più che sufficiente per mantenerlo **eccitato.**

Per diseccitare il relè e **spegnere** così la lampadina sono possibili due soluzioni:

- scollegare la pila che alimenta l'**Anodo,** in modo da togliere la tensione di eccitazione della bobina;

- cortocircuitare la tensione presente sull'**Anodo** tramite il pulsante **P1** in modo da togliere la tensione che circola nella bobina di eccitazione e far sì che **i contatti** del relè si aprano. Infatti, non appena verrà lasciato **P1** la lampadina si **spegnerà.**

Applicando sull'**Anodo** o sul **Gate** di questo circuito una tensione **negativa**, il relè non potrà mai **eccitarsi**.

Applicando una **tensione alternata** sull'**Anodo**, il relè si comporterà in modo ben diverso dal precedente.

Chiudendo l'interruttore **S1**, il relè si ecciterà **accendendo** la lampadina, ma non appena tale inter-

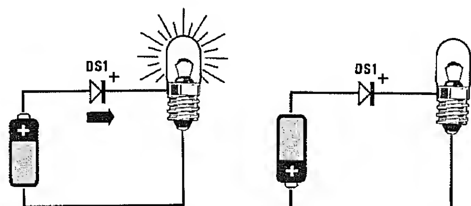



**Fig.3 Se in serie ad una lampadina viene posto un comune diodo raddrizzatore, questa si accenderà soltanto se applicherete sull'anodo del diodo il terminale positivo della pila. Invertendo la polarità della pila la tensione negativa non potrà mai fluire dall'anodo verso il catodo.**

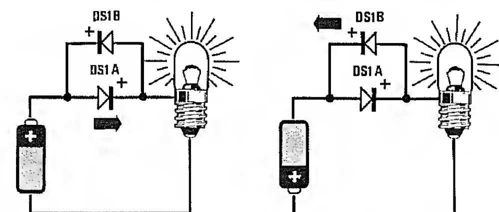
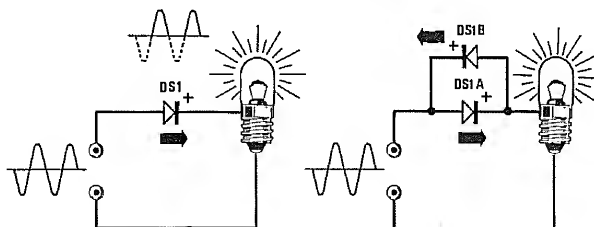



**Fig.4 Se in serie alla stessa lampadina vengono posti due diodi in opposizione di polarità, questa si accenderà sia collegando ai diodi il terminale positivo sia il negativo della pila. Quando la tensione è positiva condurrà il diodo DS1/A, quando è negativa condurrà il diodo DS1/B.**

**Fig.5 Applicando una tensione "alternata" al circuito con un solo diodo, la lampadina si accenderà solo in presenza delle semionde positive, mentre applicandola al circuito con due diodi in opposizione di polarità, la lampadina si accenderà sia con le semionde positive sia con quelle negative.**



ruttore verrà aperto, la lampadina si **spegnerà**.

Il motivo per cui il relè si **diseccita** quando viene aperto l'interruttore **S1** è abbastanza intuitivo.

Tenendo chiuso **S1**, le semionde **positive** della tensione alternata possono fluire attraverso il diodo **DS1** eccitando così il relè, ma non appena viene aperto, non potendo le semionde **negative** passare attraverso il diodo **DS1**, viene a mancare alla bobina la tensione di eccitazione e la lampadina si spegne.

### UN elementare TRIAC

Un diodo **Triac** viene graficamente raffigurato come visibile in fig.2, cioè provvisto di tre terminali siglati:

**A2 = Anodo 2**
**G = Gate**
**A1 = Anodo 1**

A differenza dell'SCR, per studiare il comportamento del diodo Triac dovrete applicare sul relè **due diodi** in opposizione di polarità sull'**Anodo 2** ed altri **due diodi** sul terminale **Gate** (vedi fig.7).

Applicando tra **Anodo 2** e **Anodo 1** una tensione **continua** prelevata da una pila, non dovrete più preoccuparvi della sua **polarità**, perchè se verso i due diodi **DS1** risulta rivolto il **positivo** condurrà il diodo **DS1/A** e se risulta rivolto il **negativo** condurrà il diodo **DS1/B**.

Lo stesso dicasi per il **Gate**, perchè se la tensione di eccitazione risulta **positiva** condurrà il diodo **DS2/A**, mentre se risulta **negativa** condurrà il diodo **DS2/B**.

Applicando a questo relè che simula un **Triac** una tensione **continua** e poi chiudendo l'interruttore **S1**, il relè si ecciterà facendo così **accendere** la lampadina.

Aprendo l'interruttore **S1** la lampadina rimarrà **accesa** perchè, quando i contatti del relè si chiuderanno, nella bobina di eccitazione scorrerà sempre una corrente sufficiente per mantenerlo **eccitato**.

Per diseccitare il relè e **spegnere** così la lampadina dovrete scegliere una di queste due soluzioni:

- scollegare la pila che alimenta l'**Anodo 2** in modo da togliere la tensione di eccitazione alla bobina;

- cortocircuitare la tensione presente sull'**Anodo 2** tramite il pulsante **P1**, in modo da togliere la tensione che circola nella bobina di eccitazione.

Infatti, non appena rilascerete **P1** la lampadina si spegnerà.

Applicando sull'**Anodo 2** di questo circuito una tensione **negativa** ed eccitando **il Gate** con una ten-

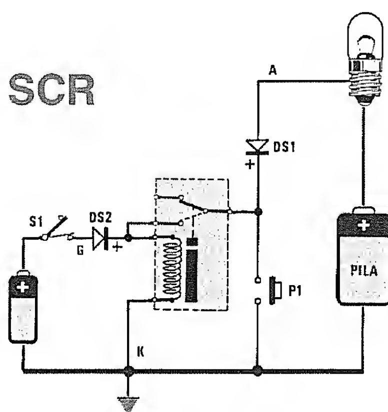



**Fig.6 Per realizzare un elementare diodo SCR, sarà sufficiente che applichiate sulla bobina di eccitazione di un relè (terminale G) un diodo e ancora un secondo diodo in serie alla lampadina (terminale A). Applicando una tensione positiva sul terminale G, il relè si ecciterà accendendo la lampadina.**

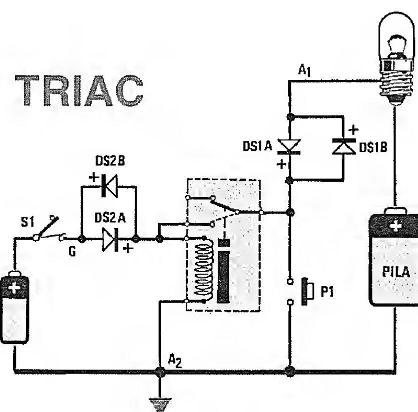



**Fig.7 Per realizzare un elementare diodo TRIAC, sarà sufficiente che sulla bobina di eccitazione dello stesso relè applichiate due diodi in opposizione di polarità ed altri due diodi in serie alla lampadina (terminale A2). In questa configurazione la lampadina si accenderà sia con tensioni positive che negative.**

sione **negativa**, il relè si ecciterà ugualmente e la lampadina si accenderà.

Applicando una **tensione alternata** sull'**Anodo 2** e chiudendo l'interruttore **S1**, il relè si ecciterà **accendendo** così la lampadina, ma non appena verrà aperto l'interruttore **S1** la lampadina si **spegnerà**.

A questo punto vi chiederete perchè la lampadina si spegne, dal momento che, quando cessa di condurre **DS1/A**, inizia subito a condurre **DS1/B** e viceversa.

La risposta è semplice: quando la semionda **positiva** passa verso la semionda **negativa** o viceversa, su entrambi i diodi è presente una tensione di **0 volt** e quindi in questo preciso istante il relè si **diseccita**, perchè gli viene a mancare la necessaria tensione di eccitazione.

## DIODO SCR alimentato in CC

I diodi SCR sono costruiti per accettare tra Anodo e Catodo tensioni molto elevate, cioè **100-400-600-900 volt**, e qui vorremmo subito precisare che un diodo costruito per una tensione di 900 volt è in grado di funzionare anche con tensioni notevolmente minori, ad esempio **8-10-15 volt**.

Nelle caratteristiche di ogni SCR, oltre alla massima tensione di lavoro, viene sempre indicata la **massima corrente** che può fluire tra Anodo e Catodo, cioè **3-6-8-10 amper**.

Per il **Gate** viene normalmente indicata la **corrente minima** di eccitazione, che può aggirarsi sui **5-15 mA** per i diodi più sensibili e sui **30-50 mA** per quelli meno sensibili.

La **tensione** di eccitazione del Gate può variare da un minimo di **0,8 volt** ad un massimo di **2-2,5 volt**.

Nelle figure dalla 8 alla 10 potete vedere il funzionamento di un SCR alimentato sull'**Anodo** con una tensione **positiva** ed eccitato sul **Gate** con una tensione anch'essa **positiva**.

Chiudendo l'interruttore **S1**, il diodo SCR si ecciterà **accendendo** la lampadina (vedi fig.8), aprendolo, constaterete che la lampadina rimarrà **accesa** (vedi fig.9).

Per **spegnerla** dovrete necessariamente premere il **pulsante P1**.

Applicando sull'**Anodo** una tensione **positiva** e tentando di eccitare il **Gate** con una tensione **negativa**, l'SCR non si ecciterà (vedi fig.11).

La stessa condizione si verifica applicando sull'**Anodo** una tensione **negativa** e cercando di eccitare il **Gate** con una tensione **positiva** (vedi fig.12) o **negativa** (vedi fig.13).

## DIODO SCR alimentato in AC

Nelle figure dalla 14 alla 16 è possibile osservare il funzionamento di un SCR quando sul suo **Anodo** è applicata una tensione **alternata**, che potrete prelevare direttamente dalla rete a **220 volt** oppure dal secondario a bassa tensione di un trasformatore che eroghi la stessa tensione della lampadina.

Se il **Gate** viene eccitato con una tensione **continua positiva**, chiudendo l'interruttore **S1**, il diodo SCR si ecciterà facendo **accendere** la lampadina (vedi fig.14).

Non appena **aprirete** l'interruttore **S1** la lampadina si **spegnerà** perchè, quando la sinusoide alternata applicata sull'**Anodo** passa dalla semionda positiva a quella **negativa**, il diodo SCR si diseccita.

Eccitando il **Gate** con una tensione **continua negativa**, il diodo SCR non si ecciterà e quindi la lampadina rimarrà **spenta** (vedi fig.16).

Se il **Gate** viene eccitato con una tensione **alternata** (2-2,5 volt massimi), chiudendo l'interruttore **S1**, la lampadina si **accenderà** in presenza delle semionde **positive**, ma non appena verrà aperto **S1**, la lampadina si **spegnerà**.

Se, eccitando il **Gate** con una tensione **alternata**, applicherete sull'**Anodo** una tensione **continua positiva**, otterrete le seguenti condizioni:

- chiudendo **S1**, l'SCR si ecciterà accendendo la lampadina;

- aprendo **S1**, la lampadina rimarrà **accesa**.

Per diseccitare tale diodo dovrete necessariamente premere il pulsante **P1**.

## DIODO TRIAC alimentato in CC

Anche i diodi Triac sono costruiti per accettare tra Anodo 2 e Anodo 1 tensioni molto elevate, cioè **100-400-600-900 volt** e, come già accennato per i diodi SCR, un diodo costruito per una tensione di 900 volt è in grado di funzionare anche con tensioni notevolmente minori, ad esempio **8-10-15 volt**.

Per ogni Triac viene sempre indicata la **massima corrente** che può fluire tra Anodo 2 ed Anodo 1, cioè **3-6-8-10 amper**.

Per il **Gate** viene normalmente indicata la **corrente minima** di eccitazione che può aggirarsi sui **5-15 mA** per i diodi più sensibili e sui **30-50 mA** per quelli meno sensibili.

La **tensione** di eccitazione del Gate può variare da un minimo di **0,8 volt** ad un massimo di **2-2,5 volt**.

Nelle figg.17-19 è possibile osservare il funzionamento di un Triac alimentato sull'**Anodo 2** con

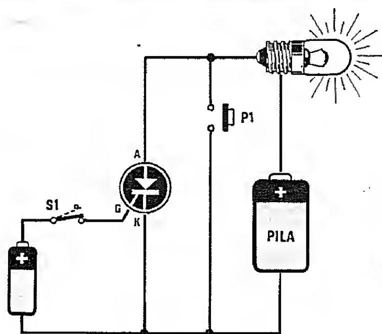



Fig.8 Chiudendo l'interruttore S1, la tensione POSITIVA della pila ecciterà il Gate e così facendo la lampadina si accenderà.

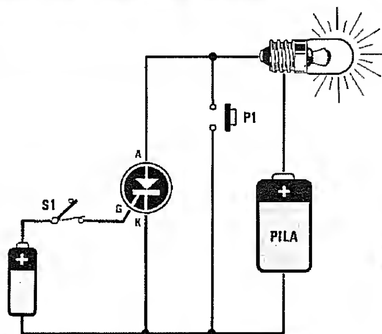



Fig.9 Aprendo l'interruttore S1, il diodo SCR rimarrà eccitato e quindi la lampadina posta sul terminale Anodo rimarrà accesa.

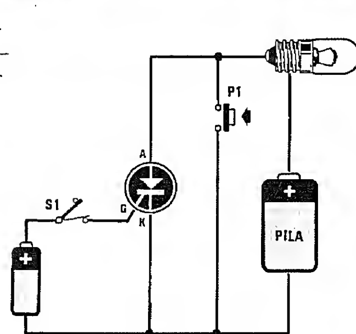



Fig.10 Per spegnere la lampadina dovrete necessariamente premere il pulsante P1 o scollegare la pila che alimenta la lampadina.

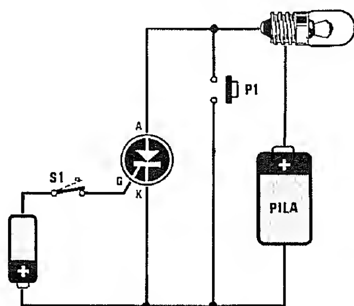



Fig.11 Collegando alla lampadina il POSITIVO della pila ed eccitando il Gate con una tensione NEGATIVA, l'SCR non si ecciterà.

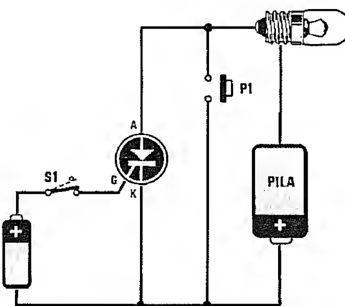



Fig.12 Collegando alla lampadina il NEGATIVO della pila ed eccitando il Gate con una tensione POSITIVA, l'SCR non si ecciterà.

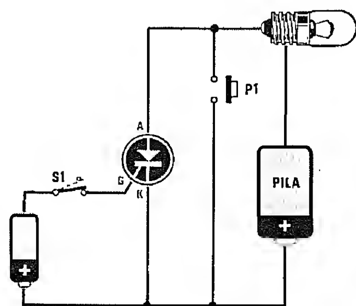



Fig.13 Collegando alla lampadina il NEGATIVO della pila ed eccitando il Gate con una tensione NEGATIVA, l'SCR non si ecciterà.

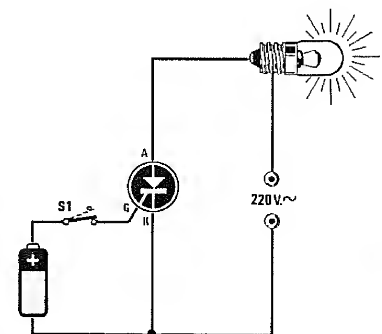



Fig.14 Applicando alla lampadina una tensione ALTERNATA ed eccitando il Gate con una tensione POSITIVA, l'SCR si ecciterà.

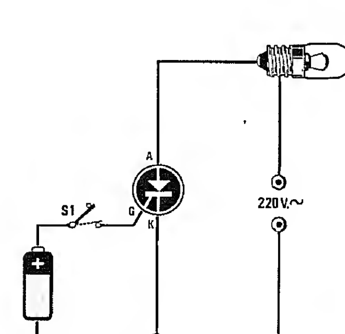



Fig.15 Alimentando il diodo SCR con una tensione ALTERNATA, la lampadina si spegnerà ogniqualvolta aprirete l'interruttore S1.

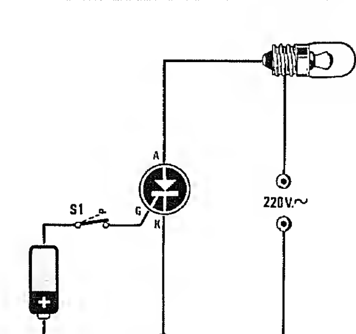



Fig.16 Applicando alla lampadina una tensione ALTERNATA ed eccitando il Gate con una tensione NEGATIVA, l'SCR non si ecciterà.

## TRIAC eccitato sul GATE da una tensione CONTINUA

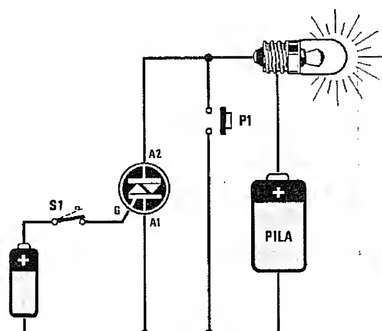



Fig.17 Chiudendo l'interruttore S1, la tensione POSITIVA della pila ecciterà il Gate e di conseguenza la lampadina si accenderà.

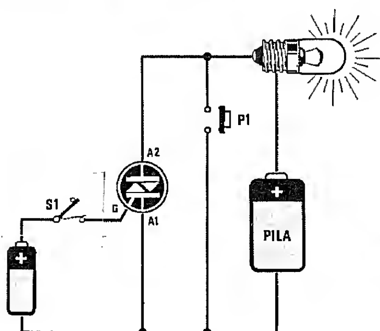



Fig.18 Aprendo l'interruttore S1, il diodo TRIAC rimarrà eccitato e quindi la lampadina posta sul terminale Anodo rimarrà accesa.

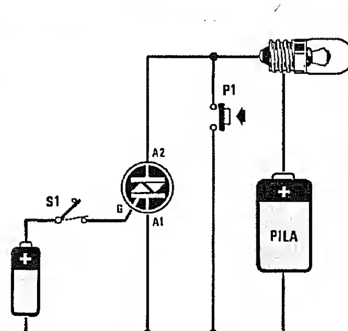



Fig.19 Per spegnere la lampadina dovrete necessariamente premere il pulsante P1 o scollegare la pila che alimenta la lampadina.

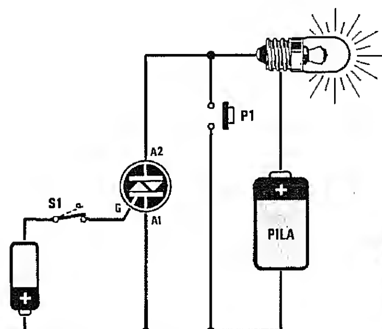



Fig.20 Collegando alla lampadina il POSITIVO della pila ed applicando sul Gate una tensione NEGATIVA, il TRIAC si ecciterà.

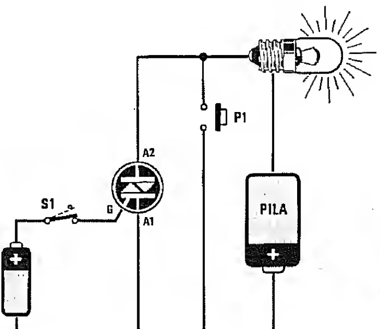



Fig.21 Collegando alla lampadina il NEGATIVO della pila ed applicando sul Gate una tensione POSITIVA, il TRIAC si ecciterà.

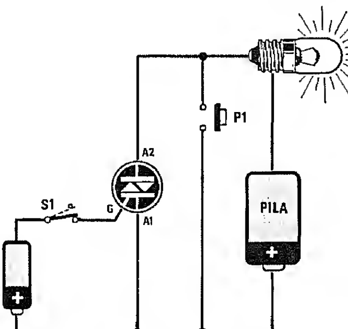



Fig.22 Collegando alla lampadina il NEGATIVO della pila ed applicando sul Gate una tensione NEGATIVA, il TRIAC si ecciterà.

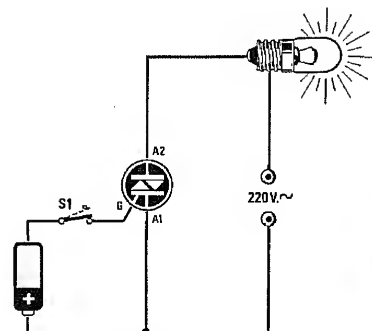



Fig.23 Applicando alla lampadina una tensione ALTERNATA ed eccitando il Gate con una tensione NEGATIVA, il TRIAC si ecciterà.

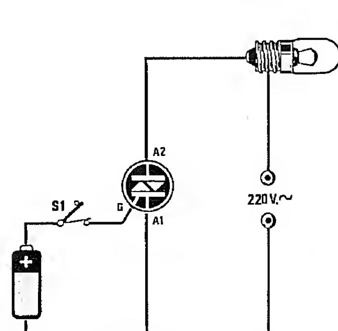



Fig.24 Alimentando il diodo TRIAC con una tensione ALTERNATA, la lampadina si spegnerà ogniqualvolta aprirete l'interruttore S1.

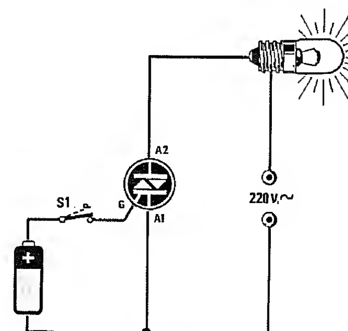



Fig.25 Applicando alla lampadina una tensione ALTERNATA ed eccitando il Gate con una tensione POSITIVA, il TRIAC si ecciterà.

una tensione **positiva** ed eccitato sul **Gate** con una tensione anch'essa **positiva**.

Chiudendo l'interruttore **S1** il diodo Triac si ecciterà **accendendo** la lampadina (vedi fig.17) ed aprendolo la lampadina rimarrà **accesa** (vedi fig.18).

Per **spegnere** la lampadina dovrete necessariamente premere il **pulsante P1**.

Applicando sull'**Anodo 2** una tensione **positiva** ed eccitando il **Gate** con una tensione **negativa**, questo si ecciterà ugualmente **accendendo** la lampadina (vedi fig.20).

Aprendo l'interruttore **S1** la lampadina rimarrà **accesa** e per spegnerla dovrete sempre premere il **pulsante P1**.

Lo stesso dicasi se applicherete sull'**Anodo 2** una tensione **negativa** ed ecciterete il **Gate** con una tensione **positiva** (vedi fig.21) oppure **negativa** (vedi fig.22).

## DIODO TRIAC alimentato in AC

Nelle figg.23-24-25-33-34 è possibile osservare il funzionamento di un Triac con, applicata sull'**Anodo 2**, una tensione **alternata** che potrete prelevare direttamente dalla rete a **220 volt** oppure dal secondario a bassa tensione di un trasformatore, utilizzando ovviamente una lampadina con identico voltaggio.

Se il **Gate** viene eccitato con una tensione **continua negativa**, chiudendo l'interruttore **S1**, il diodo Triac si ecciterà facendo **accendere** la lampadina (vedi fig.23).

Non appena **aprirete** l'interruttore **S1**, la lampadina si **spegnerà** perchè, quando la sinusoide alternata applicata sull'**Anodo 2** passerà dalla semionda positiva a quella **negativa**, il diodo Triac si disecciterà (vedi fig.24).

Eccitando il **Gate** con una tensione **continua positiva**, il diodo Triac si ecciterà ugualmente facendo **accendere** la lampadina (vedi fig.25).

Per spegnerla dovrete semplicemente aprire l'**interruttore S1**.

Il **Gate** di un Triac si ecciterà anche se applicherete su questo terminale una tensione **alternata** di 2-2,5 volt massimi (vedi figg.33-34).

Chiudendo l'interruttore **S1** (vedi fig.33) la lampadina si **accenderà**, ma non appena aprirete **S1** la lampadina si **spegnerà** perchè, quando sull'**Anodo 2** la semionda positiva passa verso la semionda negativa o viceversa, su tale Anodo sarà presente per un piccolissimo lasso di tempo una **tensione di 0 volt** e questo tempo, seppure breve, è già sufficiente per **diseccitare** il Triac.

Se eccitando il **Gate** con una tensione **alternata** applicherete sull'Anodo 2 una tensione continua (vedi fig.35), non appena chiuderete l'interruttore **S1**, il Triac si ecciterà accendendo la lampadina e, aprendolo, la lampadina rimarrà **accesa** (vedi fig.36).

Per diseccitare **il** Triac dovrete necessariamente premere il pulsante **P1**.

## 4 QUADRANTI di un TRIAC

All'inizio dell'articolo abbiamo accennato ai **quadranti** e ora vi spieghiamo cosa sono.

**1° quadrante** - Si dice che un Triac lavora sul **1 quadrante** quando sull'**Anodo 2** risulta applicata una tensione **positiva** e il **Gate** viene eccitato da una tensione **positiva** (vedi fig.26). Ad esempio, un Triac che lavora su questo quadrante può richiedere sul **Gate** una tensione di eccitazione di circa **0,8 volt** ed una corrente di **12 milliamper**.

**2° quadrante** - Quando sull'**Anodo 2** risulta applicata una tensione **positiva** e per eccitare il **Gate** si usa una tensione **negativa**, si dice che il Triac lavora sul **2° quadrante** (vedi fig.26). Se prenderete lo stesso Triac che in precedenza facevate lavorare sul 1° quadrante, scoprirete che per eccitarlo dovrete applicare sul suo **Gate** sempre una tensione di circa **0,8 volt**, ma una corrente di soli **6 milliamper**, cioè dimezzata.

**3° quadrante** - Se sull'**Anodo 2** risulta applicata una tensione **negativa** e per eccitare il **Gate** si usa una tensione **negativa** (vedi fig.26), si dice che il Triac lavora sul **3° quadrante**.

Utilizzando lo stesso Triac scoprirete che per eccitarlo dovrete applicare sul **Gate** una tensione notevolmente minore, cioè di circa **0,1 volt**, ma una corrente notevolmente maggiore, cioè di circa **28 milliamper**.

**4° quadrante** - Quando sull'**Anodo 2** risulta applicata una tensione **negativa** e per eccitare il **Gate** utilizzate una tensione **positiva**, si dice che il Triac lavora sul **4° quadrante** (vedi fig.26). In questa configurazione per eccitare lo stesso Triac dovrete applicare sul **Gate** una tensione di **1 volt** ed una corrente di soli **14 milliamper**.

Quindi se troverete in qualche Data-Book le caratteristiche di un Triac indicate così:

**1° quadrante = 0,8 volt 11 mA**
**2° quadrante = 0,8 volt 6 mA**
**3° quadrante = 0,1 volt 28 mA**
**4° quadrante = 1,0 volt 14 mA**

saprete già cosa significa **quadrante** e guardando la fig.26 saprete anche quale **polarità** applicare sull'**Anodo 2** e quale applicare sul **Gate** per eccitarlo.

Lavorando con tensioni **alternate** il Triac utilizzerà tutti e quattro i quadranti e quindi si prenderanno come tensione e corrente di eccitazione i suoi valori **massimi**.

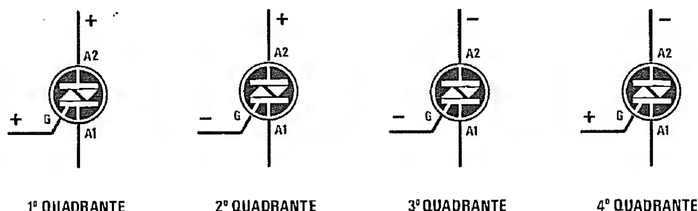



**Fig.26 In questi disegni sono raffigurati i quattro quadranti di lavoro di un diodo Triac. Si notino le polarità sull'A2 e sul Gate.**

## RIDURRE la TENSIONE AC sull'USCITA di un SCR e di un TRIAC

Sapendo che i diodi SCR e Triac alimentati con una tensione **alternata** si **diseccitano** automaticamente quando la sinusoide passa su **0 volt**, possiamo **ridurre** il valore della tensione che alimenta la lampadina applicando sul **Gate** una tensione **sfasata** rispetto a quella applicata sull'**Anodo 2**.

Se ogni volta che la sinusoide passa su **0 volt** invierete un impulso di eccitazione sul **Gate**, ai capi della lampadina giungerà una tensione identica a quella di alimentazione (vedi fig.27).

Se l'**impulso** di eccitazione giunge in ritardo, cioè a **metà** semionda (vedi fig.28), è intuitivo che il diodo SCR, o il diodo Triac, fornirà alla lampadina **metà tensione** di alimentazione.

Modificando il ritardo di eccitazione di **1/4** o di **3/4** rispetto allo **0** della sinusoide applicata sull'**Anodo 2**, sulla lampadina giungerà una tensione ridotta di **1/4** o di **3/4** rispetto a quella di alimentazione.

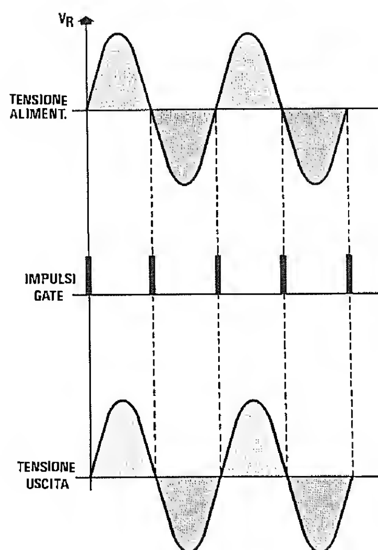



**Fig.27 Alimentando un SCR o un TRIAC con una tensione ALTERNATA, la lampadina si accenderà per la sua massima luminosità soltanto se gli impulsi di Gate risultano in fase con la tensione applicata sull'Anodo. Gli impulsi sul Gate debbono giungere quando la sinusoide passa sullo 0.**

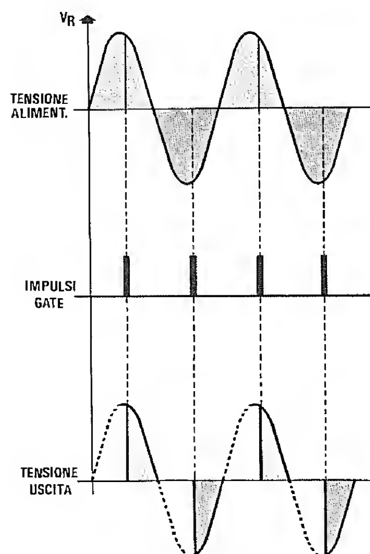



**Fig.28 Se gli impulsi sul Gate non risultano in fase, la lampadina si accenderà con una luminosità proporzionale a tale ritardo. Per i soli SCR la lampadina si accenderà sempre a metà luminosità, perchè, a differenza dei TRIAC, questi conducono solo in presenza delle semionde positive.**

## SCR eccitato sul GATE in AC e alimentato in AC

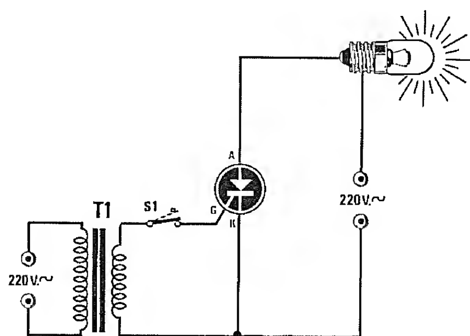



Fig.29 Collegando all'Anodo di un SCR una lampadina alimentata con una tensione alternata ed eccitando il suo Gate con una tensione alternata a bassa tensione, la lampadina si accenderà ogni volta che chiuderete il deviatore S1. Poichè l'SCR alimenterà la lampadina con le sole semionde "positive", questa riceverà soltanto metà tensione, cioè 110 volt anzichè 220 volt.

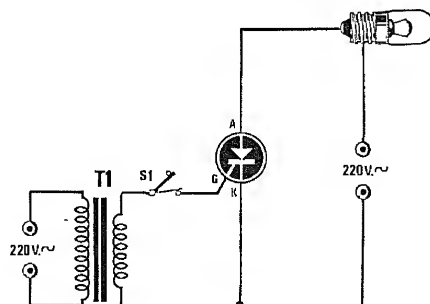



Fig.30 Alimentando l'Anodo ed il Gate di un SCR con una tensione alternata, sarà sufficiente togliere la tensione di eccitazione del Gate tramite il deviatore S1 per spegnere la lampadina. Un SCR da 600-800 volt, può essere alimentato anche a 6-12-18-30 volt, nel qual caso dovrete ricordare di collegare al suo Anodo una lampadina che funzioni con questa tensione di alimentazione.

## SCR eccitato sul GATE in AC e alimentato in CC

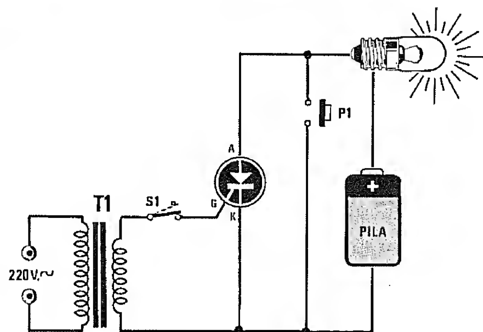



Fig.31 Collegando all'Anodo di un SCR una lampadina alimentata da una tensione CONTINUA ed eccitando il suo Gate con una tensione alternata, la lampadina si accenderà ogni volta che chiuderete S1. Togliendo la tensione di eccitazione sul Gate, noterete che la lampadina rimarrà accesa, perchè per diseccitare un SCR alimentato in CC occorre togliere la tensione sull'Anodo.

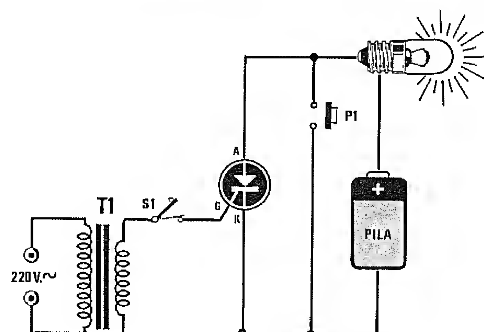



Fig.32 Anzichè togliere la tensione di alimentazione per diseccitare l'SCR, si può cortocircuitare a massa l'Anodo tramite il pulsante P1. Solo alimentando l'Anodo in alternata la lampadina si spegne (vedi fig.30), perchè l'onda sinusoidale passando dalla semionda positiva a quella negativa, toglie in quell'istante la tensione di alimentazione sull'Anodo.

## TRIAC eccitato sul GATE in AC e alimentato in AC

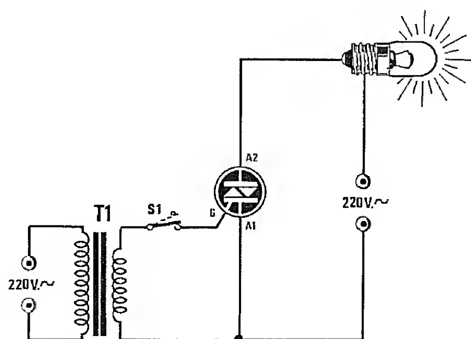



Fig.33 Collegando all'Anodo di un Triac una lampadina alimentata con una tensione alternata ed eccitando il suo Gate con una tensione alternata, la lampadina si accenderà ogni volta che chiuderete il deviatore S1. Tenete presente che poichè il Triac conduce su entrambe le semionde, cioè su quella positiva e su quella negativa, la lampadina riceverà la tensione totale dei 220 volt.

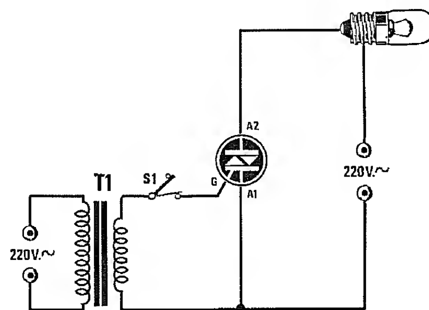



Fig.34 Alimentando l'Anodo 2 ed il Gate di un Triac con una tensione alternata, sarà sufficiente togliere la tensione di eccitazione sul Gate per spegnere la lampadina. Un TRIAC da 600-800 volt può essere alimentato, come gli SCR, anche con tensioni di 6-12-18-30 volt, nel qual caso bisognerà utilizzare delle lampadine che funzionino con questo basso voltaggio.

## TRIAC eccitato sul GATE in AC e alimentato in CC

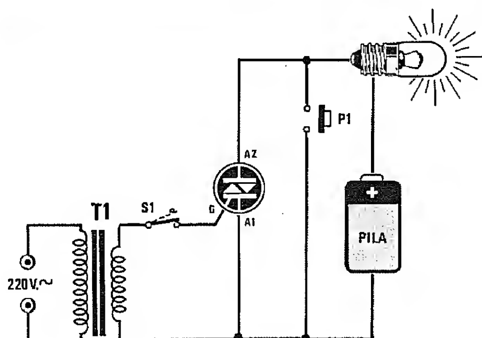



Fig.35 Collegando all'Anodo 2 di un Triac una lampadina alimentata con una tensione continua ed eccitando il suo Gate con una tensione alternata, la lampadina si accenderà ogni volta che chiuderete S1. Togliendo tensione sul Gate, noterete che la lampadina rimarrà accesa, perchè per diseccitare un Triac alimentato in continua occorre togliere per un istante la tensione sull'Anodo.

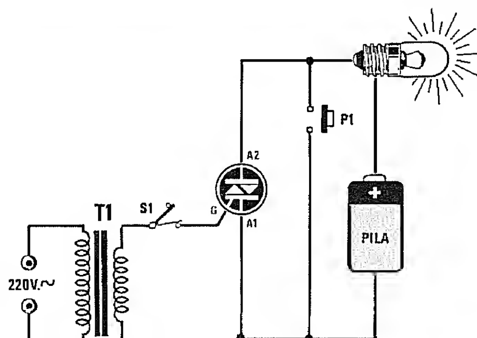



Fig.36 Per diseccitare un Triac alimentato in CC, potrete cortocircuitare a massa l'Anodo 2 tramite il pulsante P1. Premendo questo pulsante, dopo che avrete tolto la tensione di eccitazione di Gate, il Triac si disecciterà. Facciamo presente che la lampadina si spegnerà solo quando lascerete P1, perchè fino a quando lo terrete premuto la corrente passerà attraverso il pulsante.

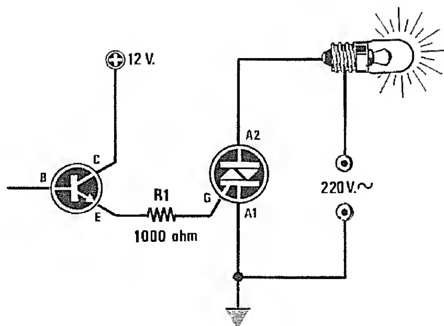



Fig.37 Se con questo tipo di circuito non riuscite ad eccitare un diodo SCR o un Triac, potrete ridurre il valore della resistenza R1 a 820 ohm oppure a 680 ohm.

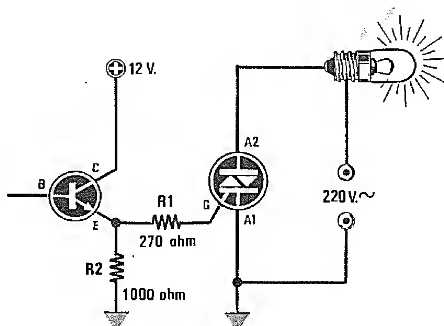



Fig.38 Se con questo tipo di circuito non riuscite ad eccitare un diodo SCR o un Triac, potrete ridurre il valore della resistenza R1 a 220 ohm o anche a 180 ohm.

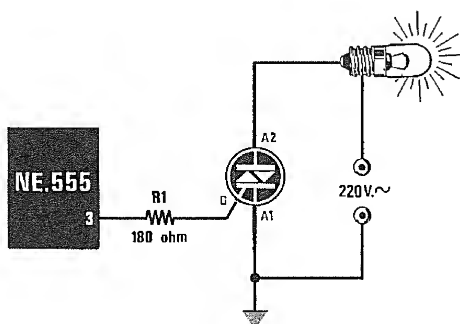



Fig.39 Se con il circuito che utilizza un NE.555 non riuscite ad eccitare un diodo SCR o un Triac, potrete ridurre il valore della resistenza R1 a 150 ohm o anche a 120 ohm.

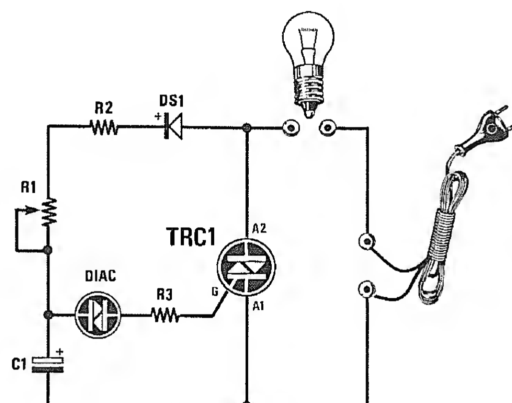



Fig.40 Semplice lampeggiatore per lampade da 220 volt. Il trimmer R1 vi permetterà di ottenere da 1 a 5 lampeggii al secondo.

ELENCO COMPONENTI

R1 = 100.000 ohm trimmer
R2 = 10.000 ohm 1/2 watt
R3 = 220 ohm 1/2 watt
C1 = 100 mF elettr. 50 V.
DIAC = diodo Diac
DS1 = diodo 1N.4007
TRC1 = Triac 500-800 V. - 6 A.

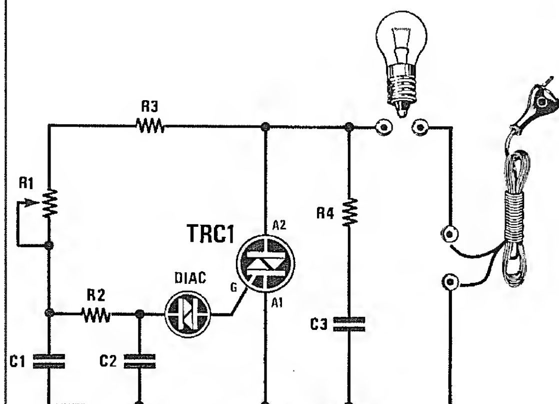
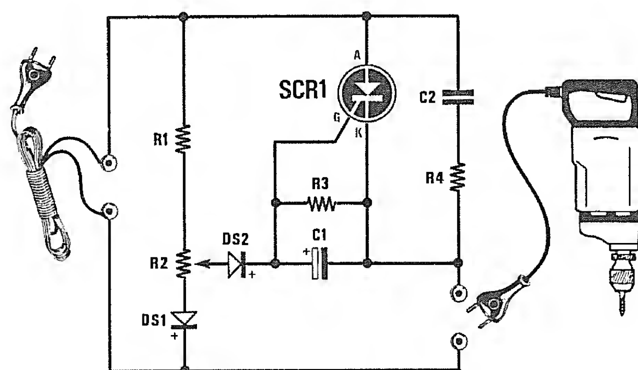



Fig.41 Ruotando il potenziometro R1 potrete variare la luminosità della lampadina da 220 volt, da un minimo ad un massimo.

R1 = 220.000 ohm potenz. lineare
R2 = 6.800 ohm 1/4 watt
R3 = 2.200 ohm 1/4 watt
R4 = 100 ohm 1 watt
C1 = 100.000 pF pol. 630 V.
C2 = 33.000 pF pol. 1.000 V.
C3 = 100.000 pF pol. 630 V.
DIAC = diodo Diac
TRC1 = Triac 500-800 V. - 6 A.




ELENCO COMPONENTI

R1 = 10.000 ohm 2 watt
R2 = 2.200 ohm pot. lin.
R3 = 5.600 ohm 1/2 watt
R4 = 100 ohm 2 watt
C1 = 4,7 mF elettr. 63 volt
C2 = 270.000 pF pol. 630 V.
DS1 = diodo 1N.4007
DS2 = diodo 1N.4007
SCR1 = SCR 500 V. - 6 A.

Fig.42 Questo schema vi permette di variare la velocità di rotazione di un trapano elettrico.

ELENCO COMPONENTI

R1 = 470 ohm 1/4 watt
R2 = 6.800 ohm 1/4 watt
R3 = 220 ohm 1/4 watt
R4 = 1.000 ohm 1 watt
R5 = 100 ohm 1 watt
C1 = 33 mF elettr. 25 volt
C2 = 47 mF elettr. 25 volt
C3 = 100.000 pF pol. 630 V.
C4 = 150.000 pF pol. 630 V.
DS1 = diodo 1N.4150
DS2 = diodo 1N.4007
DZ1 = zener 15 volt 1 watt
TR1 = NPN tipo BC.238
TRC1 = Triac 400-800 V. 6 A.
OC1 = fotoaccoppiatore 4N37

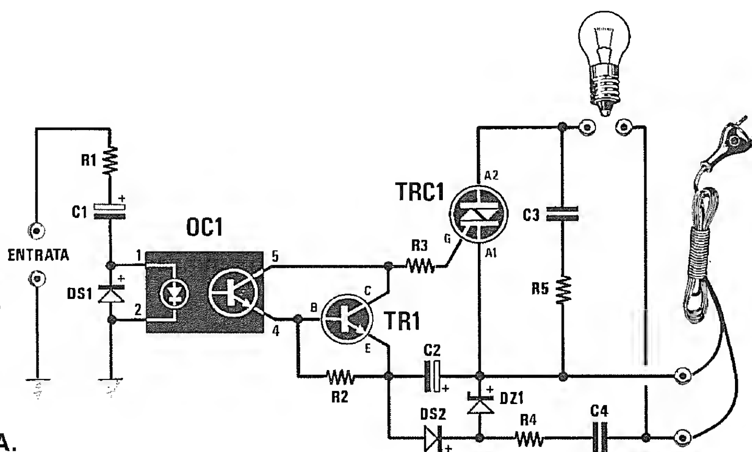
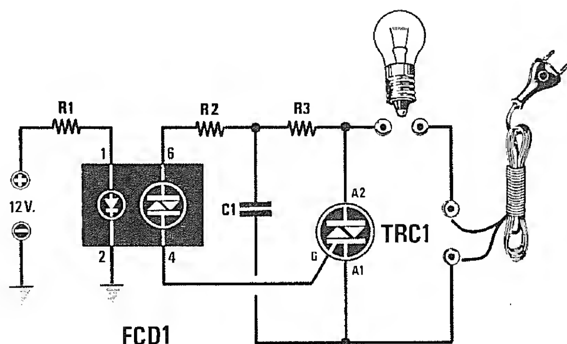


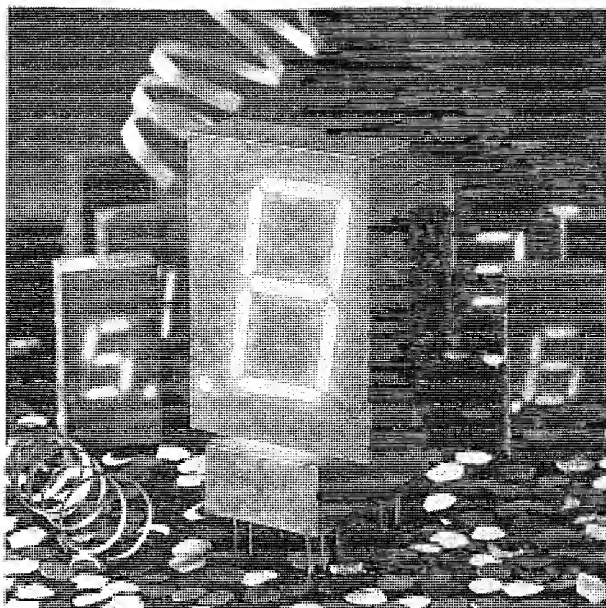

Fig.43 Schema elettrico da utilizzare per accendere una lampadina tramite un Triac eccitato da un fotoaccoppiatore. Questo circuito viene utilizzato per impianti di luci psichedeliche.




ELENCO COMPONENTI

R1 = 560 ohm 1/4 watt
R2 = 100 ohm 1/4 watt
R3 = 1.000 ohm 1/4 watt
C1 = 47.000 pF pol. 630 V.
TRC1 = Triac 400-800 V. 8 A.
FCD1 = fotodiac MCP.3020

Fig.44 Per eccitare un Triac si può usare anche un FOTODIAC, ma in questo caso il circuito non può essere utilizzato per realizzare delle luci psichedeliche, perchè la lampada si accenderà sempre alla sua massima luminosità.



| CATODO COMUNE | | ANODO COMUNE | |
|---|---|---|---|
| Sigla | Fig | Sigla | Fig |
| BDC.501 | 18 | BDA.501 | 16 |
| BSC.305 | 4 | BFA.501 | 15 |
| CQX.86K | 19 | BSA.305 | 3 |
| HP.5082-7613 | 4 | BSA.331 | 1 |
| HP.5082-7653 | 6 | BSA.501 | 8 |
| HP.5082-7760 | 12 | BSA.502 | 8 |
| HDSP.3733 | 12 | CQX.86A | 17 |
| LN.513RK | 10 | FND.507 | 8 |
| LT.303 | 4 | HDSP.3731 | 9 |
| LT.503 | 11 | HDSP.5537 | 14 |
| LT.547 | 11 | HP.5082-7730 | 3 |
| LTS.313 | 4 | HP.5082-7731 | 2 |
| LTS.547 | 11 | HP.5082-7750 | 9 |
| MAN.74A | 5 | LN.513RA | 7 |
| TIL.313 | 4 | LT.304 | 13 |
| TIL.315 | 4 | LT.314 | 13 |
| TIL.317 | 4 | LT.546 | 8 |
| TIL.322 | 11 | LTS.312 | 3 |
| TR.332 | 4 | MAN.71A | 2 |
| TKS.311 | 4 | TIL.312 | 3 |
| HDSP 5303 | 11 | TIL.314 | 3 |
| MAN 3940 A | 5 | TIL.316 | 3 |
| MAN 6680 | 11 | TKS.312 | 3 |

# CONOSCERE i DISPLAY a 7 SEGMENTI

Vi sono due tipi di display, quelli a **Catodo comune** e quelli ad **Anodo comune.**

Nei display a **Catodo comune**, come visibile in fig.1, tutti i **catodi** dei diodi led presenti al loro interno sono collegati tra loro.

Per accendere questi display è necessario collegare a **massa** il terminale siglato **K** e collegare al **positivo**, tramite una resistenza di caduta, i terminali siglati **a - b - c - d - e - f - g**.

Nei display ad **Anodo comune**, come visibile in fig.2, tutti gli **anodi** dei diodi led presenti al loro interno sono collegati tra loro.

Per accendere questi display è necessario collegare al **positivo** il terminale siglato **A** e collegare a **massa**, tramite una resistenza di caduta, i terminali siglati **a - b - c - d - e - f - g**.

Il valore della **resistenza** da applicare sui terminali di ogni segmento va calcolato in funzione della tensione di alimentazione, utilizzando la formula: **ohm = volt : 0,015**

Quindi, se i display verranno alimentati con una tensione di **9 volt**, si dovranno utilizzare delle resistenze da: **9 : 0,015 = 600 ohm**

Poichè questo valore non è standard, potrete tranquillamente utilizzare una resistenza da **560 ohm** oppure da **680 ohm.**

Con **560 ohm** il display risulterà **più** luminoso, mentre con **680 ohm** risulterà **meno** luminoso.

Se collegherete i terminali del display senza inserire in serie la richiesta resistenza di caduta, il display **si brucerà** dopo pochi secondi.

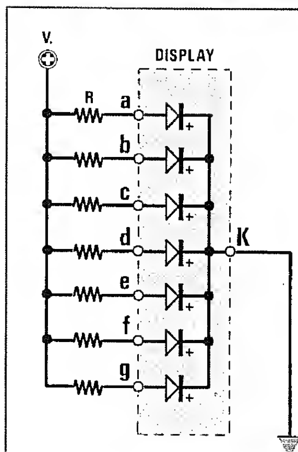



**Fig.1 In un display a Catodo comune il terminale K va collegato a massa e tutti i segmenti al positivo tramite una resistenza.**

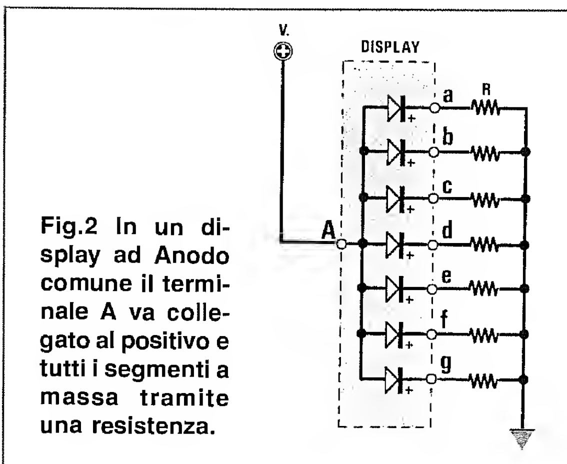
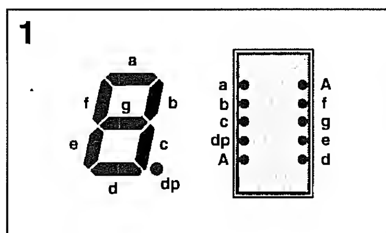
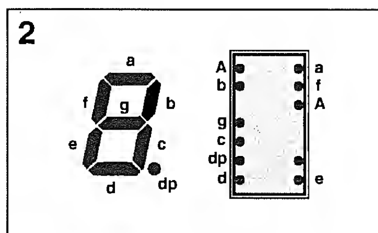
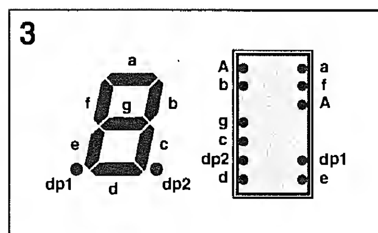
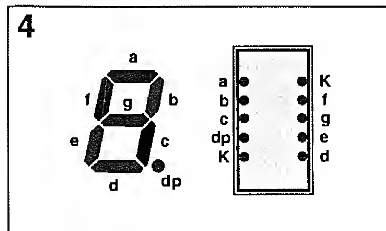


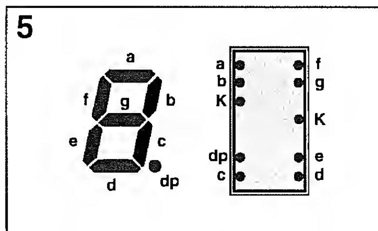

**Fig.2 In un display ad Anodo comune il terminale A va collegato al positivo e tutti i segmenti a massa tramite una resistenza.**

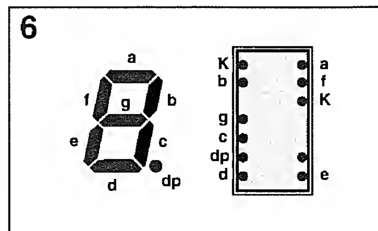


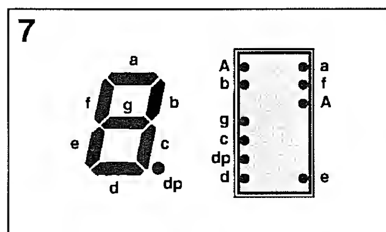



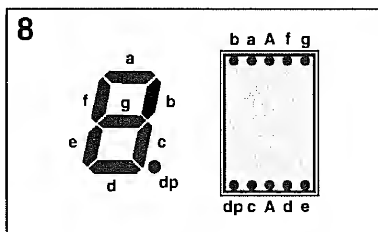



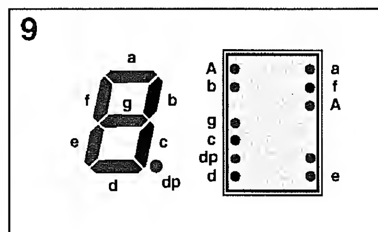



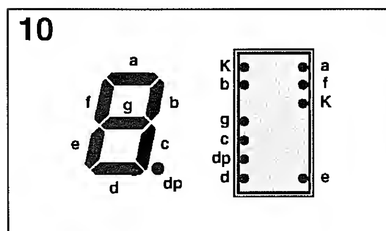



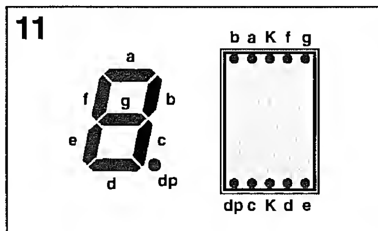



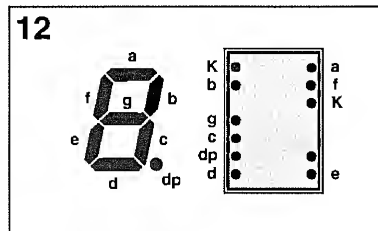



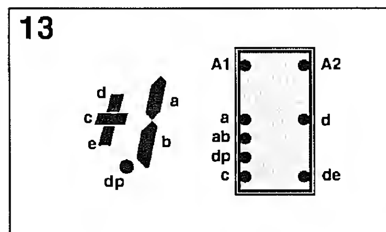



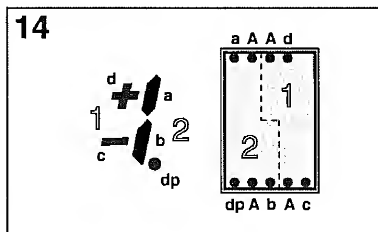



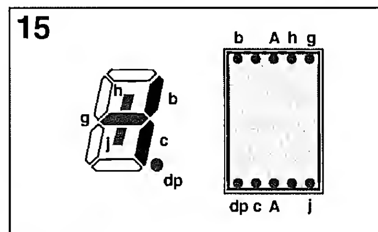



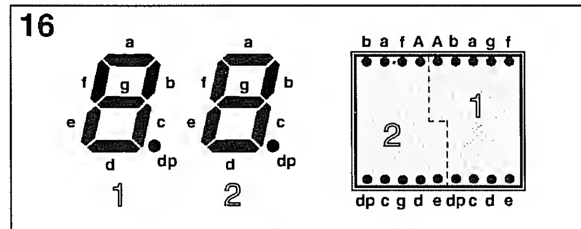



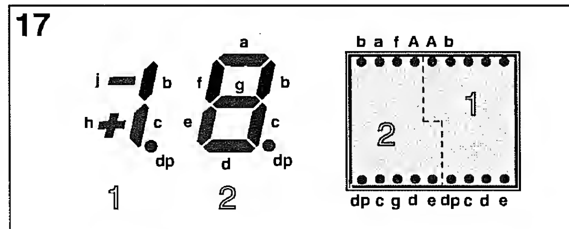



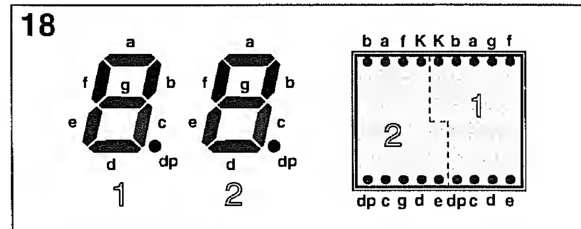



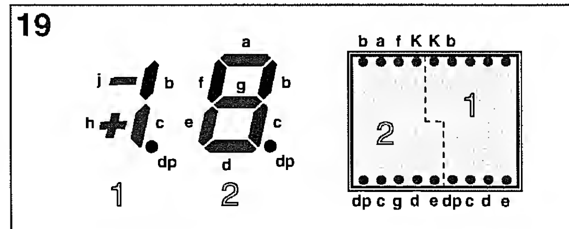



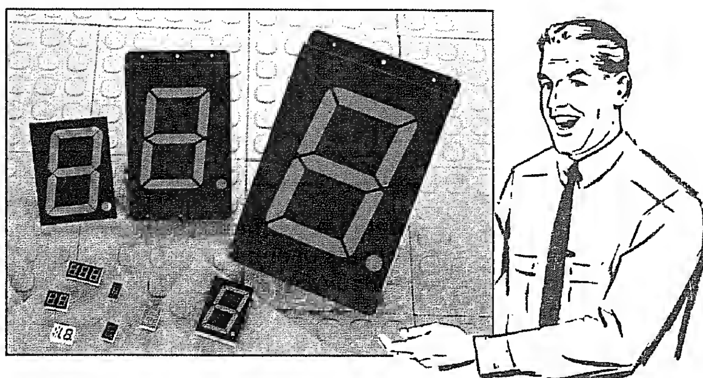




**Nota =** Le connessioni dei terminali riportate in questa Tavola sono viste da dietro.

# DECODIFICHE per DISPLAY a 7 SEGMENTI



Per realizzare dei **frequenzimetri - contatori - timer - orologi - contasecondi**, ecc., è sempre necessario visualizzare su un **display** il numero contato da un **divisore** o da una completa catena di divisori.

Per accendere i **7 segmenti** di un **display** in modo da ottenere tutti i numeri da **0** a **9**, bisogna utilizzare degli integrati chiamati **decodifiche per display a 7 segmenti**.

Esistono delle **decodifiche** idonee a pilotare solo **display** a **Catodo comune**, altre a pilotare solo display ad **Anodo comune** ed altre ancora che possono indifferentemente pilotare dei **Catodo/Anodo comune**.

## DECODIFICA con CD.4511 per display Catodo Comune

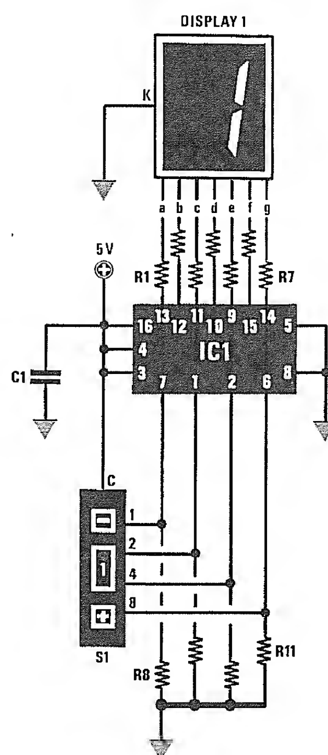
Nel circuito di fig.1 è possibile far apparire sul **display** lo stesso **numero** impostato sul **commutatore binario**.

Per realizzare questo circuito dovrete procurarvi un integrato **CD.4511**, un qualsiasi display a **Catodo comune** ed un **commutatore binario**.

Per far apparire sul display un qualsiasi numero, si devono collegare al **positivo** di alimentazione i piedini **7-1-2-6** come indicato nella **Tabella n.1**.

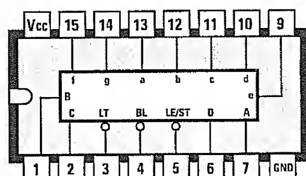
**TABELLA N.1**

| numero che appare sul display | piedini da collocare a livello logico 1 | | | |
|---|---|---|---|---|
| | 7 | 1 | 2 | 6 |
| 0 | = | = | = | = |
| 1 | si | = | = | = |
| 2 | = | si | = | = |
| 3 | si | si | = | = |
| 4 | = | = | si | = |
| 5 | si | = | si | = |
| 6 | = | si | si | = |
| 7 | si | si | si | = |
| 8 | = | = | = | si |
| 9 | si | = | = | si |




R1 - R7 = 270 ohm 1/4 watt
R8 - R11 = 10.000 ohm 1/4 watt
C1 = 100.000 pF poliestere
IC1 = CD.4511
Display 1 = Catodo comune
S1 = commutatore binario

**Fig.1 Applicando un commutatore binario sui piedini 7-1-2-6 della decodifica CD.4511, potrete far apparire sul display a Catodo comune lo stesso numero impostato sul commutatore binario.**




4511

**Fig.2 Connessioni della decodifica CD.4511 viste da sopra. Si noti a sinistra la tacca di riferimento a U.**

Il **commutatore binario** collegato ai piedini dell'integrato applicherà una tensione **positiva**, vale a dire un **livello logico 1**, sui piedini necessari per accendere i numeri sul display.

L'integrato **CD.4511** può essere alimentato con tensioni comprese tra **5 volt** e **15 volt** tenendo presente che, variando la tensione di alimentazione, si dovrà necessariamente modificare il valore delle resistenze (da **R1** a **R7**) che alimentano il display, in modo da farlo accendere con una giusta luminosità.

Per agevolarvi riportiamo i valori che potrete usare per le resistenze da **R1** a **R7** alimentando l'integrato con le seguenti tensioni:

**5 volt = 270 ohm**
**7 volt = 390 ohm**
**9 volt = 560 ohm**
**12 volt = 1.000 ohm**
**15 volt = 1.200 ohm**

Riducendo il valore di queste resistenze **aumenterà** la **luminosità** (**Nota**: evitate di ridurlo eccessivamente per non bruciare il display), aumentandolo si **ridurrà** la **luminosità**.

## DECODIFICA con CD.4543 per Catodo/Anodo Comune

In fig.3 è riportato lo schema di un'altra **decodifica** per display a **7 segmenti** che utilizza l'integrato tipo **CD.4543**.

Questa decodifica è in grado di pilotare sia display a **Catodo comune** che ad **Anodo comune**.

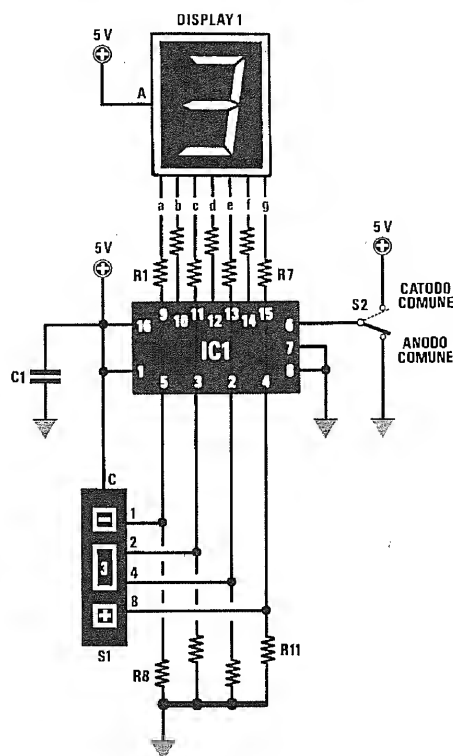
Collegando al **positivo** il piedino **6** potrete utilizzare dei display a **Catodo comune.**

Collegando a **massa** il piedino **6** potrete utilizzare dei display ad **Anodo comune.**

Per far apparire sul display un qualsiasi numero è necessario collegare al **positivo** di alimentazione i piedini **5-4-3-2** come indicato nella **Tabella n.2**.

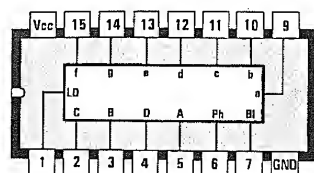
**TABELLA N.2**

| numero che appare sul display | piedini da collocare a livello logico 1 | | | |
|---|---|---|---|---|
| | 5 | 4 | 3 | 2 |
| 0 | = | = | = | = |
| 1 | si | = | = | = |
| 2 | = | si | = | = |
| 3 | si | si | = | = |
| 4 | = | = | si | = |
| 5 | si | = | si | = |
| 6 | = | si | si | = |
| 7 | si | si | si | = |
| 8 | = | = | = | si |
| 9 | si | = | = | si |




R1 - R7 = 270 ohm 1/4 watt
R8 - R11 = 10.000 ohm 1/4 watt
C1 = 100.000 pF poliestere
IC1 = CD.4543
Display 1 = Anodo/Catodo comune
S1 = commutatore binario
S2 = deviatore

**Fig.3 La decodifica CD.4543 può essere utilizzata per pilotare dei display a Catodo comune se il deviatore S2 viene rivolto verso il positivo e ad Anodo comune se il deviatore viene rivolto verso massa.**




**4543**

**Fig.4 Connessioni della decodifica CD.4543 viste da sopra. Si noti a sinistra la tacca di riferimento a U.**

Il **commutatore binario** collegato ai piedini dell'integrato applicherà una tensione **positiva**, vale a dire un **livello logico 1**, sui piedini necessari per accendere i numeri sul display.

L'integrato **CD.4543** può essere alimentato con tensioni comprese tra **5 volt** e **15 volt**, tenendo presente che variando la tensione di alimentazione si dovrà necessariamente modificare il valore delle resistenze (da **R1** a **R7**) che alimentano il display, in modo da farlo accendere con una giusta luminosità.

Per agevolarvi riportiamo i valori che potrete usare per le resistenze da **R1** a **R7** alimentando l'integrato con le seguenti tensioni:

**5 volt = 270 ohm**
**7 volt = 390 ohm**
**9 volt = 560 ohm**
**12 volt = 1.000 ohm**
**15 volt = 1.200 ohm**

Riducendo il valore di queste resistenze **aumenterà** la **luminosità** (**Nota** = evitate di ridurlo eccessivamente per non bruciare il display), aumentandolo si **ridurrà** la **luminosità**.

## DECODIFICA con CD.4033 per display Catodo Comune

In fig.5 è riportato uno schema che utilizza un integrato tipo **CD.4033** contenente un **divisore x10** completo di una **decodifica** per display a **Catodo comune**.

Avendo collegato in cascata due **CD.4033**, potrete contare in **avanti** da **0** fino a **99** tutti gli impulsi **positivi** applicati sul piedino d'ingresso **1**.

Nell'esempio riportato in fig.5 gli impulsi verranno applicati sull'ingresso tramite il pulsante **P1**.

All'accensione, i due contatori verranno automaticamente **azzerati** tramite il condensatore **C2** da **100.000 pF** e la resistenza **R8** da **10.000 ohm** applicati sui **piedini 15** di **reset**. Il circuito conterà da **0** fino a **99**, dopodichè ricomincerà da **0**.

**R1 - R7 = 270 ohm 1/4 watt**
**R8 = 10.000 ohm 1/4 watt**
**R9 = 4.700 ohm 1/4 watt**
**R10 = 47.000 ohm 1/4 watt**
**C1 = 100.000 pF poliestere**
**C2 = 100.000 pF poliestere**
**C3 = 100.000 pF poliestere**
**C4 = 100.000 pF poliestere**
**DS1 = diodo 1N.4148**
**IC1 = CD.4033**
**IC2 = CD.4033**
**P1 = pulsante**
**Display 1 - 2 = Catodo comune**

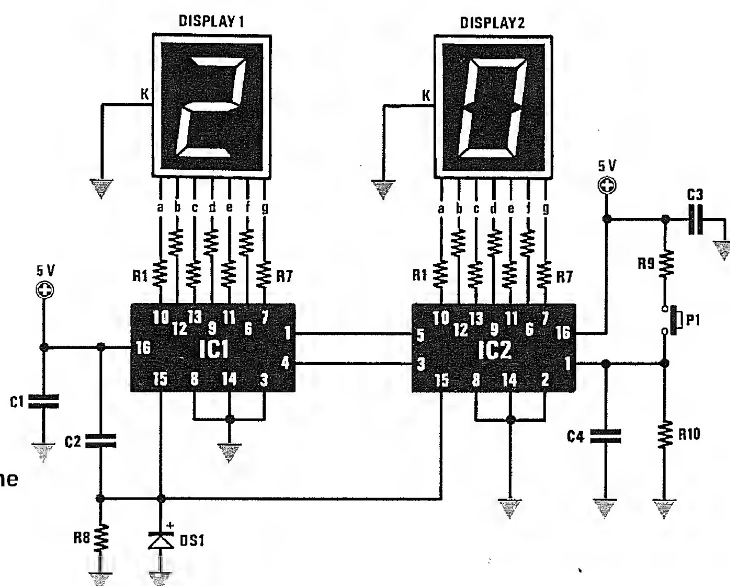
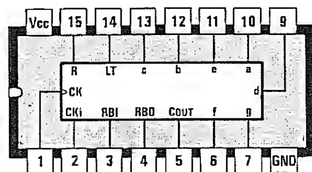



**Fig.5 Per realizzare un contatore da 0 a 99 potrete utilizzare due decodifiche CD.4033 e due display a Catodo comune. A questo circuito si possono aggiungere degli altri CD.4033.**




**4033**

**Fig.6 Connessioni della decodifica CD.4033 viste da sopra. Il piedino Vcc è quello di alimentazione e il GND quello di massa.**

Volendo realizzare un **contaimpulsi** a tre cifre per contare da **0** fino ad un massimo di **999**, dovrete aggiungere al circuito un altro **CD.4033.**

Togliendo il pulsante **P1**, potrete applicare sulla resistenza **R10** collegata al **piedino 1**, degli impulsi ad **onda quadra** di ampiezza pari al valore della tensione di alimentazione.

Ogniqualvolta l'**onda quadra** passerà dal **livello logico 0** al **livello logico 1**, sui display il numero **avanzerà** di una unità.

L'integrato **CD.4033** potrà essere alimentato con tensioni comprese tra **5 volt** e **15 volt**, tenendo presente che variando la tensione di alimentazione si dovrà modificare necessariamente il valore delle resistenze (da **R1** a **R7**) che alimentano i display, in modo per farli accendere con una giusta luminosità.

Per agevolarvi riportiamo i valori che potrete usare per le resistenze da **R1** a **R7** alimentando l'integrato con le seguenti tensioni:

**5 volt = 270 ohm**
**7 volt = 390 ohm**
**9 volt = 560 ohm**
**12 volt = 1.000 ohm**
**15 volt = 1.200 ohm**

Riducendo il valore di queste resistenze **aumenterà** la **luminosità** (**Nota:** evitate di ridurlo eccessivamente per non bruciare il display), aumentandolo si **ridurrà** la **luminosità.**

## CONTAIMPULSI da 0 a 99 con CD.4518-CD.4511 per display Catodo Comune

In fig.7 è riportato lo schema di un **contaimpulsi** da **0** a **99** che utilizza un doppio divisore decimale tipo **CD.4518** e due **decodifiche** tipo **CD.4511**.

Nel collegare i piedini di uscita del **CD.4518** alle due **decodifiche CD.4511** dovrete rispettare la **numerazione** dei piedini, diversamente i segmenti dei

**R1 - R7 = 270 ohm 1/4 watt**
**R8 = 10.000 ohm 1/4 watt**
**R9 = 10.000 ohm 1/4 watt**
**C1 = 100.000 pF poliestere**
**C2 = 100.000 pF poliestere**
**C3 = 100.000 pF poliestere**
**DS1 = diodo 1N.4148**
**IC1 = CD.4511**
**IC2 = CD.4511**
**IC3 = CD.4518**
**Display 1 - 2 = Catodo comune**

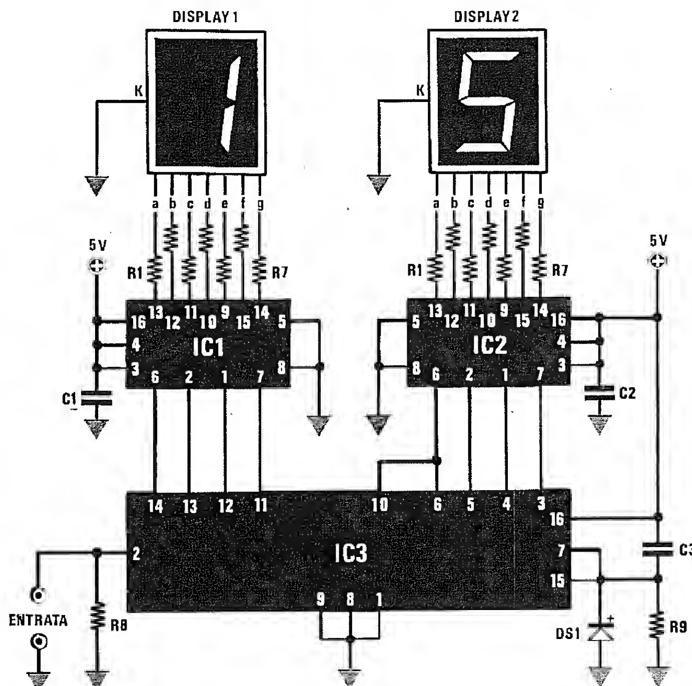



**Fig.7 Utilizzando un contatore decimale CD.4518 potrete pilotare due decodifiche CD.4511 e due display a Catodo comune. In fig.8, le connessioni di questi due integrati.**

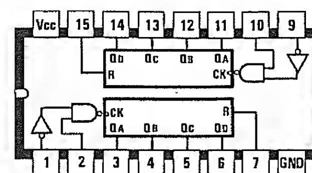
display non si accenderanno.

Questo circuito potrà essere alimentato con tensioni comprese tra **5 volt** e **15 volt**, tenendo presente che variando la tensione di alimentazione dovrà essere necessariamente modificato il valore delle resistenze (da **R1** a **R7**) che alimentano i display, in modo da farli accendere con una giusta luminosità.

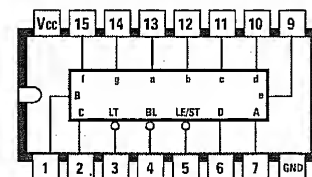
Per agevolarvi riportiamo i valori che potrete usare per le resistenze da **R1** a **R7** alimentando l'integrato con le seguenti tensioni:

**5 volt = 270 ohm**
**7 volt = 390 ohm**
**9 volt = 560 ohm**
**12 volt = 1.000 ohm**
**15 volt = 1.200 ohm**

Riducendo il valore di queste resistenze **aumenterà** la **luminosità** (**Nota:** evitate di ridurlo eccessivamente per non bruciare il display), aumentandolo si **ridurrà** la **luminosità**.




4518




4511

**Fig.8 Connessioni del contatore CD.4518 e della decodifica CD.4511 utilizzate nello schema presentato in fig.7.**

## CONTAIMPULSI alla ROVESCIA programmabile con SN.74190-CD.4511-CD.4543

In fig.10 è riportato lo schema di un **contaimpulsi** alla **rovescia** da **99** a **0** che utilizza due divisori sincroni tipo **SN.74190** e due **decodifiche** tipo **CD.4511.**

Ammettiamo di impostare sui commutatori binari il numero **79** e di alimentare il circuito.

Alla sua accensione sui display apparirà il numero **79** e ad ogni impulso **positivo** che applicherete sui piedini d'ingresso **14** tale numero decrementerà di una unità, cioè passerà a **78-77-76**, ecc.

Una volta giunti al numero 0, sul terminale di uscita apparirà un impulso **negativo**, dopodiché il contatore tornerà a contare alla rovescia partendo sempre dal numero impostato sui due commutatori binari.

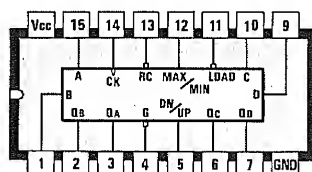
Usando delle **decodifiche** tipo **CD.4511** dovrete necessariamente utilizzare dei display a **Catodo comune.**

Volendo usare dei display ad **Anodo comune** dovrete utilizzare delle **decodifiche** tipo **CD.4543**, collegandole ai piedini d'uscita dell'integrato **SN.74190** come visibile in fig.11.

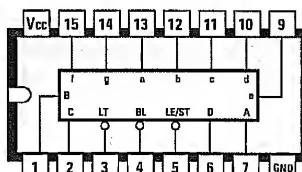
Volendo realizzare un **contaimpulsi** a tre cifre, cioè da **999** a **0**, dovrete aggiungere al circuito un altro **SN.74190** ed un altro **CD.4511** o **CD.4543.**

Questo circuito dovrà essere alimentato solo ed esclusivamente con una tensione stabilizzata di **5 volt.**

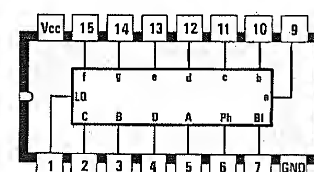





74190




4511




4543

**Fig.9 Connessioni degli integrati SN.74190 - CD.4511 - CD.4543 utilizzati nei due schemi delle figg.10-11. La decodifica CD.4511 viene utilizzata per accendere display a Catodo comune (fig.10) e la decodifica CD.4543 per accendere display ad Anodo comune (fig.11).**

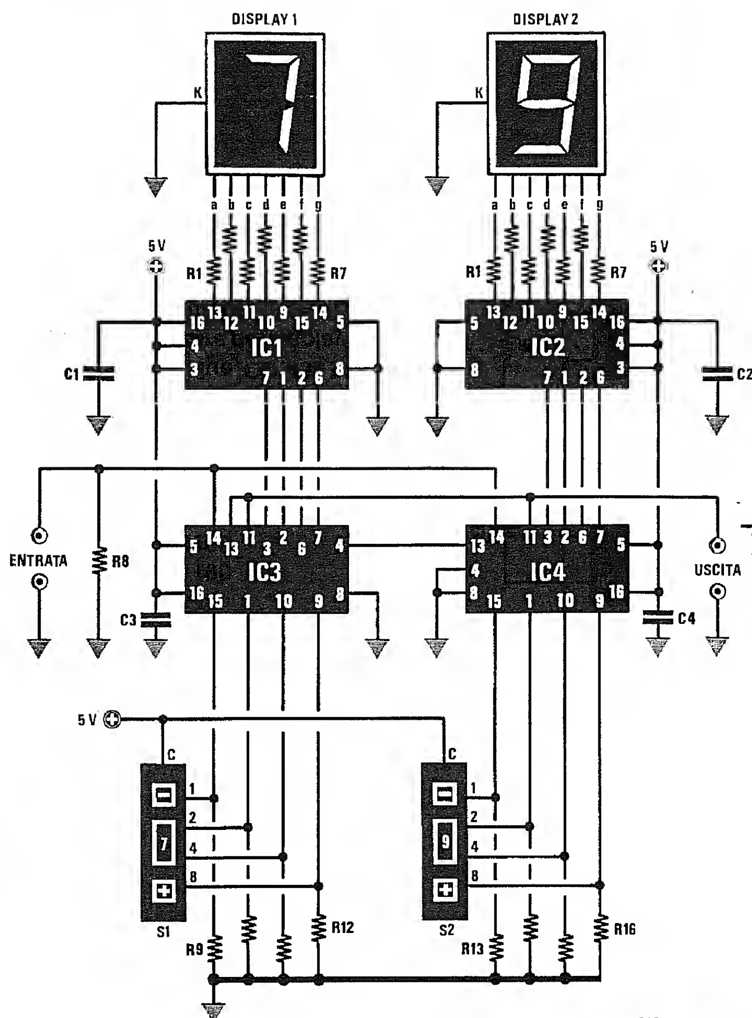
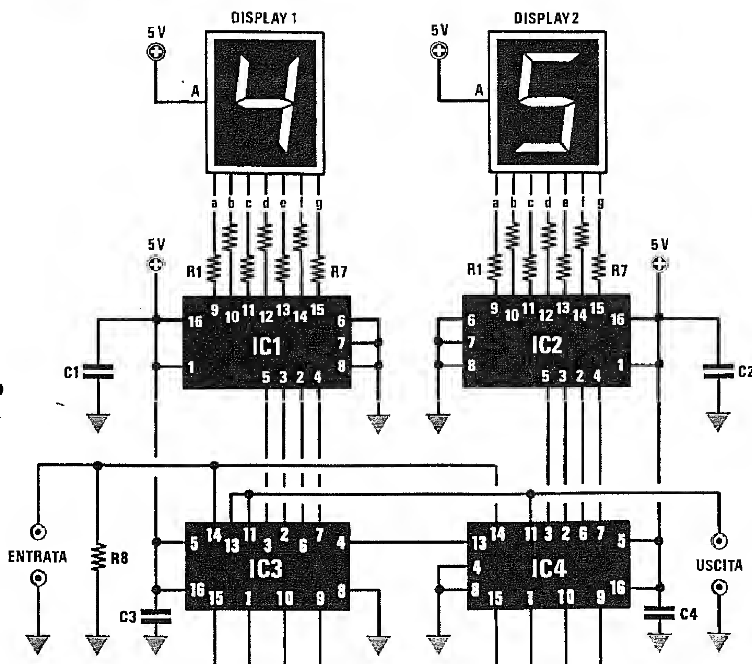



Fig.10 Impostando sui due commutatori binari un qualsiasi numero, questo apparirà sui display ed il contatore inizierà a contare all'indietro partendo da questo numero fino ad arrivare allo 0.

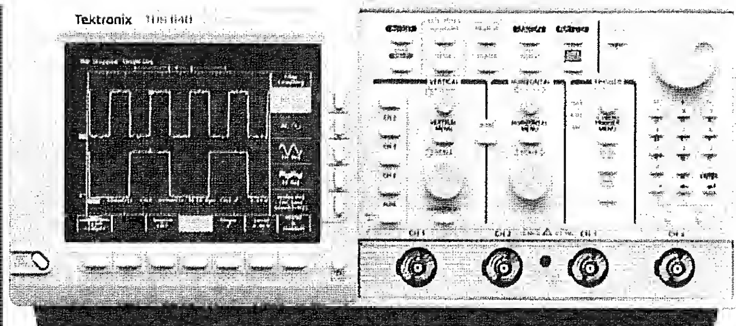
R1 - R7 = 270 ohm 1/4 watt
R8 = 1.000 ohm 1/4 watt
R9 - R16 = 1.000 ohm 1/4 watt
C1 = 100.000 pF poliestere
C2 = 100.000 pF poliestere
C3 = 100.000 pF poliestere
C4 = 100.000 pF poliestere
IC1 = CD.4511
IC2 = CD.4511
IC3 = SN.74190
IC4 = SN.74190
S1 - S2 = commutatore binario
Display 1 - 2 = Catodo comune




IC1 = CD.4543
IC2 = CD.4543
IC3 = SN.74190
IC4 = SN.74190
S1 - S2 = commutatore binario
Display 1 - 2 = Anodo comune

Fig.11 Sostituendo nello schema di fig.10 le decodifiche IC1-IC2 con due CD.4543, potrete utilizzare dei display ad Anodo comune.

# CONOSCERE TUTTI I FLIP-FLOP




Conoscere quale differenza può esistere tra un flip-flop tipo **SR** ed il tipo **JK** o il tipo **D** e **D/LATCH** vi consentirà di capire perchè in un progetto si è preferito utilizzare un flip-flop **SR** con delle porte **Nand** piuttosto che con delle porte **Nor,** oppure perchè si è utilizzato un flip-flop tipo **JK** e non tipo **D.**

Prima di proseguire vi ricordiamo che in un circuito digitale sono presenti **due soli** livelli logici e cioè:

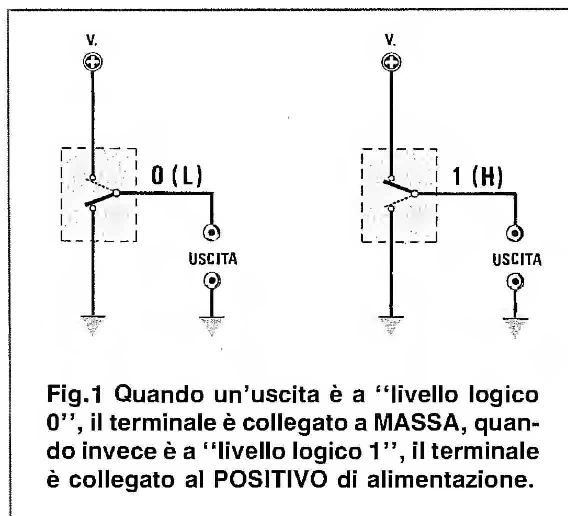



**Fig.1 Quando un'uscita è a "livello logico 0", il terminale è collegato a MASSA, quando invece è a "livello logico 1", il terminale è collegato al POSITIVO di alimentazione.**

**Livello logico 0** - Questa condizione logica, che può essere anche indicata con la lettera **L** (LOW), sta ad indicare una **tensione** di **zero volt.** Il piedino dell'integrato che presenta questo livello logico è in pratica **cortocircuitato** a **massa** (vedi fig.1).

**Livello logico 1** - Questa condizione logica, che può essere anche indicata con la lettera **H** (HIGH), sta ad indicare una **tensione positiva.** Il piedino dell'integrato che presenta questo livello logico è in pratica **cortocircuitato** verso il **positivo** di alimentazione (vedi fig.1).

Anche se in molti testi viene precisato che i due **ingressi** di una porta **Nand** o di una porta **Nor**, se tenuti **liberi**, cioè non collegati nè al positivo nè a massa, presentano sempre un **livello logico 1**, in pratica conviene sempre **forzarli** a **livello logico 1** nel caso dei primi e a **livello logico 0** nel caso dei secondi, collegando i due ingressi al **positivo** di alimentazione tramite due resistenze, diversamente, il funzionamento del flip-flop risulterà **instabile.**

Se l'integrato è un **TTL**, dovrete utilizzare una resistenza del valore di **220-390 ohm** circa, mentre se l'integrato è un **C/Mos** dovrete utilizzare una resistenza del valore di **10.000-22.000 ohm.**

Nel caso voleste **forzare** i due ingressi a **livello logico 0**, dovrete collegare queste resistenze a **massa** (vedi fig.2).

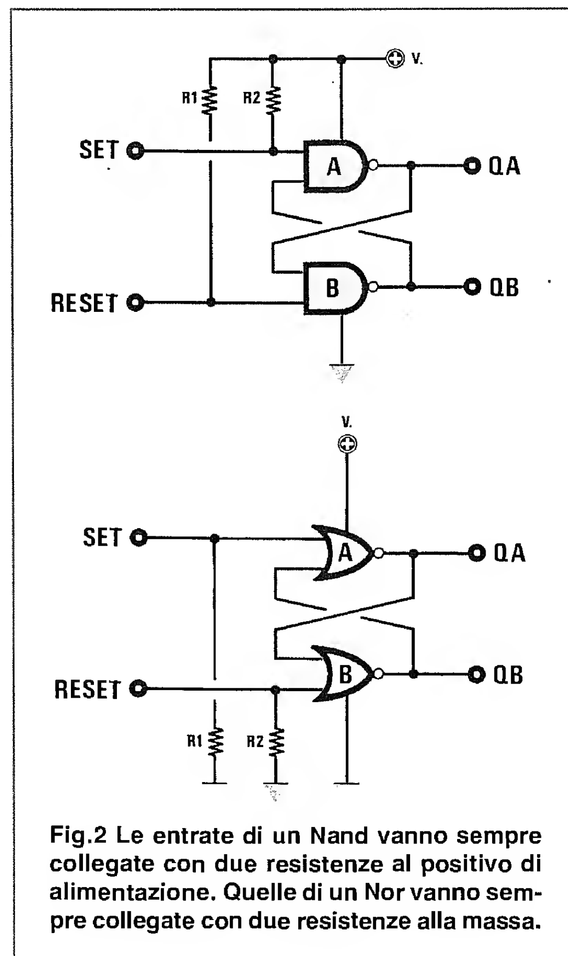



**Fig.2 Le entrate di un Nand vanno sempre collegate con due resistenze al positivo di alimentazione. Quelle di un Nor vanno sempre collegate con due resistenze alla massa.**

Le due lettere **SR** significano **Set** e **Reset**.

La parola **Set** può essere tradotta in **commutare**, cioè cambiare i livelli logici sulle due uscite e la parola **Reset** può essere tradotta in **ritornare**, cioè riportare le due uscite nella condizione in cui si trovavano prima di digitare **Set**.

Utilizzando due **porte Nand** è possibile realizzare un semplice flip-flop tipo **SR**, collegandolo come visibile in fig.3.

La tavola della verità di un flip-flop che utilizza delle porte **Nand** può essere così riassunta:

**TAVOLA VERITÀ flip-flop Nand**

| ingressi | | uscite | |
|---|---|---|---|
| S | R | QA | QB |
| 1 | 1 | 0 | 1 |
| 0 | 1 | 1 | 0 |
| 1 | 1 | 1 | 0 |
| 1 | 0 | 0 | 1 |
| 1 | 1 | 0 | 1 |
| 0 | 1 | 1 | 0 |

I flip-flop che utilizzano delle porte **Nand** vengono pilotati applicando **alternativamente** sui due ingressi un **livello logico 0**.

All'accensione del circuito, quando sui due ingressi è presente una condizione logica **1-1**, sulle due uscite si avrà una condizione puramente **casuale,** quindi sull'uscita **QA** potrà esservi un **livello logico 0,** oppure un **livello logico 1**.

Ponendo a massa (**livello logico 0**) l'ingresso **S**, le condizioni logiche sulle uscite s'invertiranno, quindi se sull'uscita **QA** era presente un **livello logico 0**, ora sarà presente un **livello logico 1** e, ovviamente, sull'opposta uscita **QB** sarà presente il **livello logico 0**.

Riportando l'ingresso **S** a **1**, le condizioni logiche sulle uscite rimarranno inalterate, cioè **1-0.**

Ponendo a massa l'ingresso **R**, le condizioni logiche sulle due uscite s'invertiranno nuovamente, quindi sull'uscita **QA** sarà presente un **livello logico 0** e sull'uscita **QB** un **livello logico 1**.

Riportando l'ingresso **R** a **1**, le condizioni logiche sulle uscite rimarranno inalterate, cioè **0-1**.

Per fare in modo che sull'uscita **QA** risulti sempre presente, al momento dell'accensione, un **livello logico 0**, dovrete modificare lo schema come visibile in fig.4.

Quando fornirete tensione al flip-flop, poichè il condensatore **C1** risulterà scarico, il piedino d'ingresso **R** si troverà a **livello logico 0** ed in queste condizioni sull'uscita **QA** sarà presente un **livello logico 0**.

Solo quando il condensatore **C1** si sarà caricato, sul piedino **R** sarà presente un **livello logico 1** e da questo istante il flip-flop funzionerà come quello di fig.3.

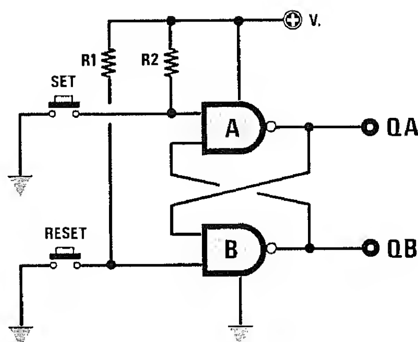



**Fig.3 Schema di un flip-flop che utilizza due porte Nand. Premendo i pulsanti Set o Reset, modificherete alternativamente i livelli logici 1-0 presenti sulle uscite QA e QB.**

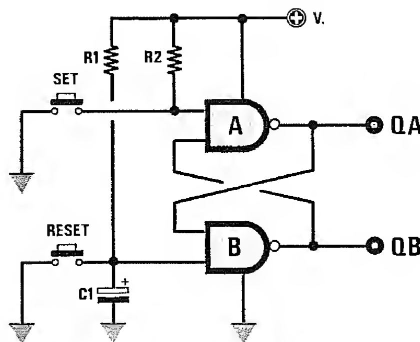



**Fig.4 Applicando sul piedino Reset del flip-flop un condensatore elettrolitico da 1 microFarad, ogni volta che lo alimenterete sull'uscita QA otterrete sempre un "livello logico 0".**

Se anzichè usare delle **porte Nand** voleste usare delle **porte Nor**, dovrete modificare il circuito come visibile in fig.5, cioè collegare a **massa** i due ingressi con una resistenza da **220 ohm** se userete delle porte **TTL** o con una resistenza da **10.000 ohm** se userete delle porte **C/Mos** e collegare i due pulsanti **SR** al **positivo** di alimentazione.

La tavola della verità di un flip-flop che utilizza delle porte **Nor** può essere così riassunta:

**TAVOLA VERITÀ flip-flop Nor**

| ingressi | | uscite | |
|---|---|---|---|
| S | R | QA | QB |
| 0 | 0 | 1 | 0 |
| 1 | 0 | 0 | 1 |
| 0 | 0 | 0 | 1 |
| 0 | 1 | 1 | 0 |
| 0 | 0 | 1 | 0 |
| 1 | 0 | 0 | 1 |

I flip-flop che utilizzano delle porte **Nor** vengono pilotati applicando alternativamente sui due ingressi un **livello logico 1**.

All'accensione del circuito, quando sui due ingressi sarà presente una condizione logica **0-0**, sulle due uscite otterrete una condizione puramente **casuale,** quindi sull'uscita **QA** potrà presentarsi un **livello logico 0,** oppure un **livello logico 1**.

Applicando un **livello logico 1** sull'ingresso **S**, le condizioni logiche sulle uscite s'invertiranno, quindi se sull'uscita **QA** era presente un **livello logico 1**, ora questo passerà a **livello logico 0** e, ovviamente, sull'uscita **QB** sarà presente il livello logico opposto.

Riportando l'ingresso **S** a **0**, le condizioni logiche sulle uscite rimarranno inalterate, cioè **0-1**.

Mettendo al positivo l'ingresso **R**, le condizioni logiche sulle due uscite s'invertiranno nuovamente, quindi sull'uscita **QA** sarà presente un **livello logico 1** e sull'uscita **QB** un **livello logico 0**.

Riportando l'ingresso **R** a **0**, le condizioni logiche sulle uscite rimarranno inalterate, cioè **1-0**.

Per fare in modo che sull'uscita **QA**, al momento dell'accensione, risulti sempre presente un **livello logico 1**, dovrete modificare lo schema come visibile in fig.6.

Quando fornirete tensione a questo flip-flop, il condensatore **C1**, risultando **scarico**, invierà sul piedino d'ingresso **R** un impulso **positivo**, cioè un **livello logico 1** ed in questa condizione l'uscita **QA** si porterà a **livello logico 1**.

Solo quando il condensatore **C1** si sarà caricato, sul piedino **R** sarà presente un **livello logico 0** e da questo istante il flip-flop funzionerà come quello di fig.5.

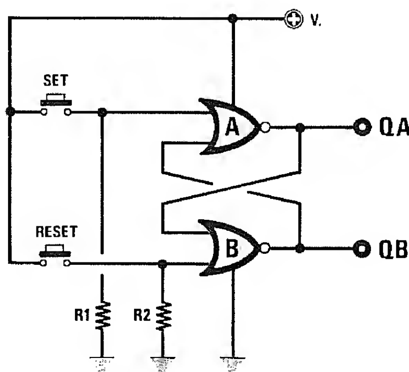



**Fig.5 Schema di un flip-flop che utilizza due porte Nor. Premendo i due pulsanti Set o Reset, modificherete alternativamente i livelli logici 1-0 presenti sulle uscite QA e QB.**

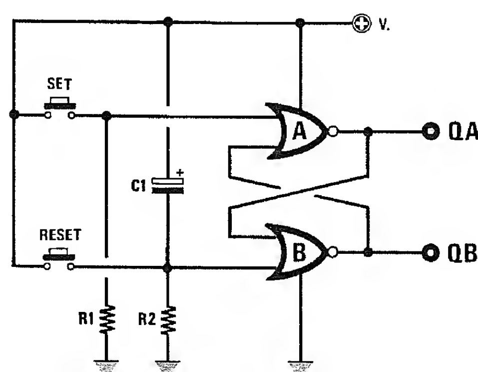



**Fig.6 Applicando sul piedino Reset del flip-flop un condensatore elettrolitico da 1 microFarad, ogni volta che lo alimenterete sull'uscita QA otterrete sempre un "livello logico 1".**

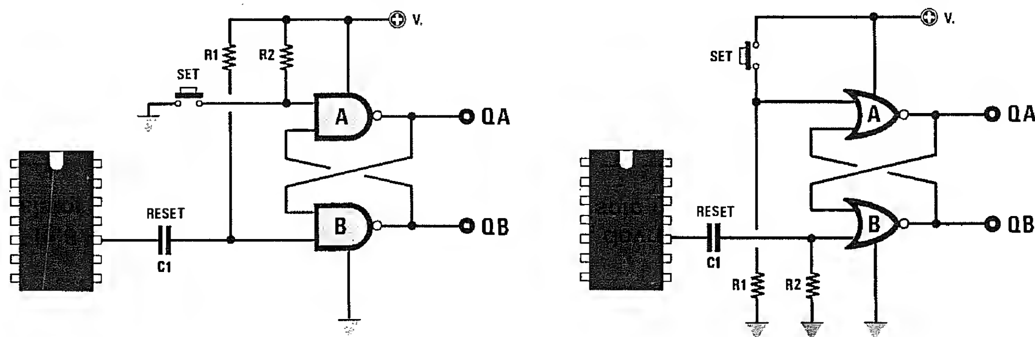



**Fig.7 Gli ingressi dei flip-flop possono essere eccitati anche con degli impulsi che potrete prelevare dalle uscite di un integrato digitale tramite un condensatore al poliestere da 0,1 microFarad (vedi C1). Nei due schemi soprariportati abbiamo collegato il condensatore al piedino di RESET, ma questo potrà essere collegato anche all'opposto piedino di SET.**

Per completare il capitolo dedicato ai flip-flop tipo **SR**, vi presenteremo qualche semplice schema applicativo.

Vi facciamo presente che i **pulsanti** che abbiamo inserito negli **ingressi** per portare a **livello logico 0** le porte **Nand** e a **livello logico 1** gli ingressi delle porte **Nor**, possono essere sostituiti anche da un **impulso** fornito da un integrato digitale (vedi esempio fig.7).

**I** flip-flop che utilizzano delle **porte Nand** commutano i livelli sulle uscite in presenza di un **fronte di discesa**, vale a dire quando il **livello logico 1** passa a **livello logico 0**.

I flip-flop che utilizzano delle **porte Nor** commutano i livelli sulle uscite in presenza di un **fronte di salita**, vale a dire quando il **livello logico 0** passa al **livello logico 1**.

## RELÈ ON-OFF

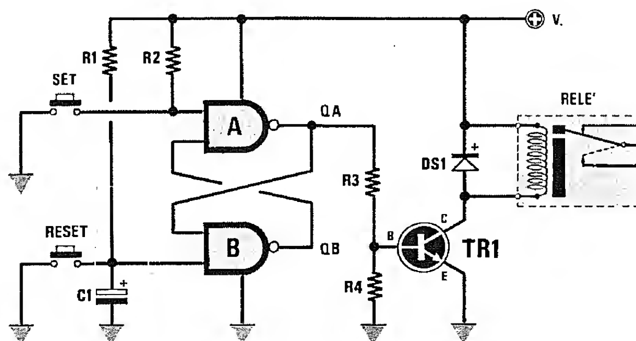
Lo schema riportato in fig.8 viene utilizzato per eccitare o diseccitare un qualsiasi **relè** tramite un flip-flop.

Avendo applicato sul piedino **R** il condensatore **C1**, quando fornirete tensione al flip-flop l'uscita **QA** risulterà forzata sul **livello logico 0** e quindi il **relè** risulterà **diseccitato.**

Quando premerete il pulsante **S**, **il** relè si **eccitera'** e quando premerete il pulsante **R** si **disecciterà.**

## COMMUTATORE di FREQUENZE

Lo schema di fig.9 può essere utilizzato per **commutare** sull'uscita del Nand **E**, la frequenza appli-




**R1 = 330 ohm per TTL**
**R2 = 330 ohm per TTL**
**R3 = 4.700 ohm**
**R4 = 10.000 ohm**
**C1 = 10 microFarad**
**DS1 = diodo al silicio**
**TR1 = qualsiasi NPN**
**RELÈ = a 5 o 12 volt**

**Fig.8 Per utilizzare un flip-flop per eccitare un relè, dovrete aggiungere al circuito un transistor NPN. Potrete alimentare anche a 12 volt il solo relè ed il transistor.**

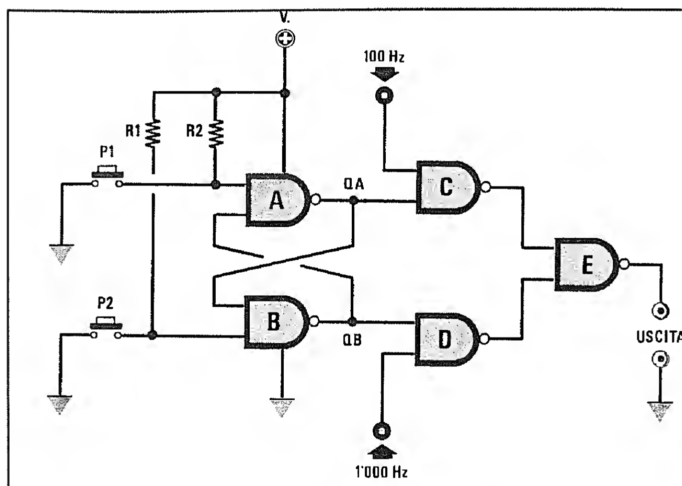



**Fig.9 Un flip-flop può essere utilizzato anche come "commutatore elettronico". Premendo il pulsante P1 o P2, sull'uscita del Nand E otterrete la frequenza applicata sul Nand C o sul Nand D.**

cata sull'ingresso del Nand **C** oppure quella del Nand **D**.

Questo circuito può risultare utile per modificare la frequenza di **clock** di un contatore o di un cronometro.

Premendo il pulsante **P1,** sull'uscita del Nand **E** otterrete la frequenza applicata sul Nand **C**, premendo il pulsante **P2** otterrete la frequenza applicata sul Nand **D**.

## CRONOMETRO DIGITALE

Lo schema di fig.10 viene normalmente utilizzato nei frequenzimetri digitali per ottenere la funzione di **cronometro**.

Digitando il pulsante **Start,** sull'uscita **QA** sarà presente un **livello logico 1** e in questa condizione la frequenza dei **100 Hz** presente sul secondo ingresso del **Nand** siglato **C**, può raggiungere la sua **uscita** ed entrare così nel contatore digitale.

Digitando il pulsante **Stop**, sull'uscita **QA** sarà presente un **livello logico 0** ed in questa condizione la frequenza dei **100 Hz** non potrà raggiungere l'uscita del **Nand** siglato **C.**

In pratica, il **Nand C** viene utilizzato in questo circuito come **interruttore** elettronico.

## RESET AUTOMATICO di un CONTATORE

Lo schema di fig.11 viene utilizzato nei contatori digitali per **resettare**, cioè riportare a **zero**, il conteggio precedentemente visualizzato quando si preme nuovamente il pulsante **Start**.

Ammesso che digitando il pulsante **Stop** sui display appaia il numero **24,** se nel circuito non fosse presente questo circuito automatico di **reset**, premendo nuovamente **Start** il contatore partirebbe da questo numero, sommando ad esso il tempo successivo.

Collegando all'uscita **QA** un condensatore, un diodo e due resistenze (vedi **C1-DS1-R3-R4**), quan-



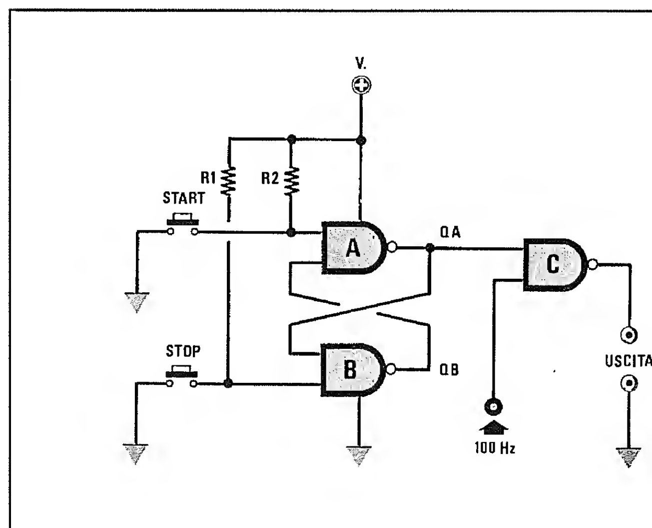



**Fig.10 Per far partire e fermare il conteggio in un cronometro digitale, si utilizza un normale flip-flop più un Nand (vedi C). Non appena verrà premuto il pulsante Start, i 100 Hz applicati sul piedino d'ingresso del Nand C raggiungeranno il contatore digitale (vedi fig.11), quando invece verrà premuto il pulsante di Stop, i 100 Hz non potranno più raggiungere il contatore digitale che si fermerà sul numero raggiunto.**

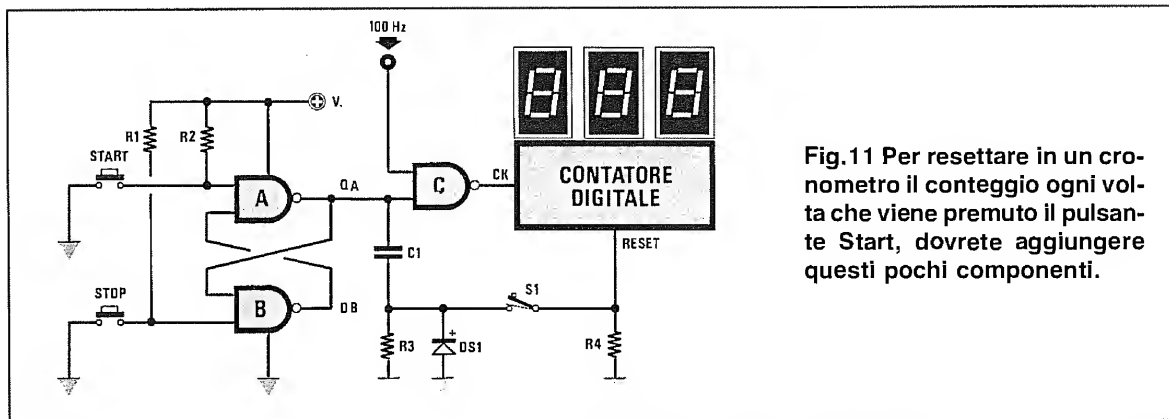



**Fig.11 Per resettare in un cronometro il conteggio ogni volta che viene premuto il pulsante Start, dovrete aggiungere questi pochi componenti.**

do su questo terminale giungerà un **livello logico 1**, il condensatore **C1** invierà un impulso **positivo** al piedino di **reset** del contatore, quindi il numero visualizzato, cioè **24**, si cancellerà ed il contatore ripartirà da **0**.

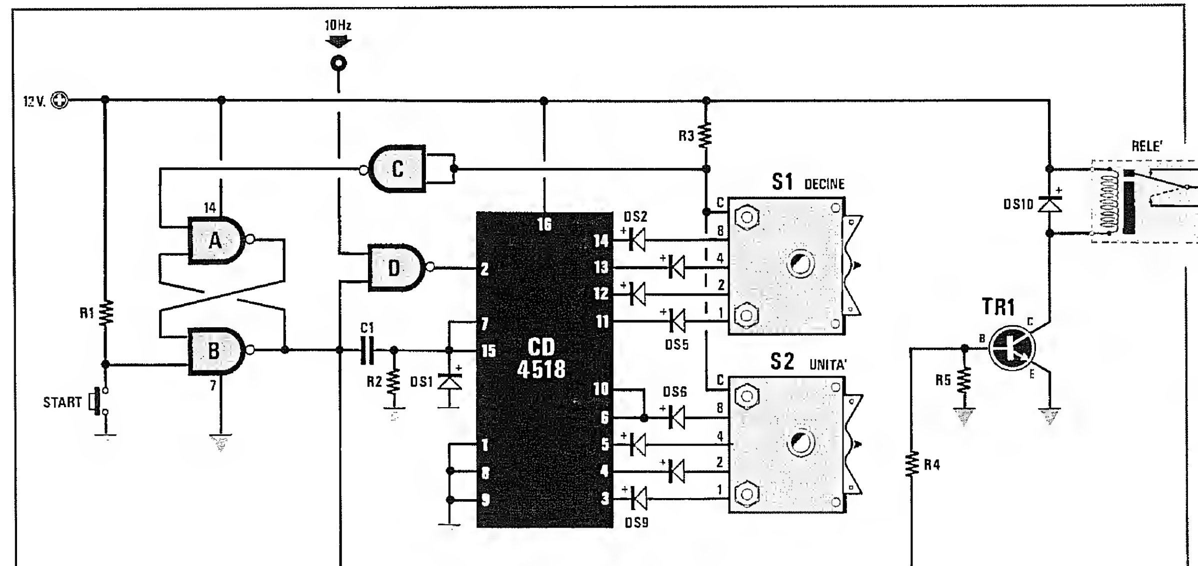
Se in questo circuito aprirete l'interruttore **S1**, il numero **non verrà cancellato** e il conteggio proseguirà dal numero visualizzato precedentemente premendo **Stop**.

Se userete dei Nand TTL, dovrete necessariamente alimentarli a **5 volt**, mentre se userete dei Nand C/Mos, potrete alimentarli con **5 - 15 volt**.

## STOP AUTOMATICO di un CONTATORE

In certe applicazioni, oltre al **reset** automatico, può risultare utile disporre anche di uno **stop automatico**.

Ad esempio, se si volesse realizzare un contasecondi per un **bromografo** o per un **ingranditore** fotografico, la lampada di esposizione dovrebbe **accendersi** quando premerete il pulsante **Start** e **spegnersi** automaticamente quando il contatore avrà raggiunto il tempo prefissato (vedi fig.12).




**R1 - R2 - R3 = 10.000 ohm**
**R4 = 4.700 ohm**
**R5 = 10.000 ohm**
**C1 = 10.000 pF**
**DS1 a DS10 = diodi silicio**
**TR1 = NPN qualsiasi tipo**
**S1 - S2 = commutatori binari**
**Nand = C/Mos tipo CD.4011**
**CD.4518 = divisore x10 + 10**
**Relè = da 12 volt**

**Fig.12 Questo semplice circuito disecciterà il relè quando il conteggio avrà raggiunto il numero impostato sui due commutatori digitali tipo BINARIO, indicati con le sigle S1 e S2.**

I flip-flop tipo **D** viene raffigurato graficamente con un **rettangolo** provvisto di due **entrate** indicate **Data** e **Clock** e di due uscite indicate **QA - QB** (vedi fig.13).

Lo schema elettrico interno di un flip-flop tipo **D** è composto da **3** flip-flop tipo **SR** collegati come visibile in fig.14.

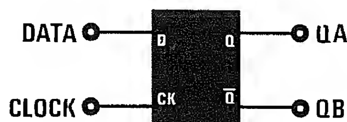



**Fig.13 Il flip-flop tipo D appare graficamente rappresentato da un rettangolo provvisto di due terminali d'ingresso indicati Data e Clock e di due terminali d'uscita indicati QA - QB.**

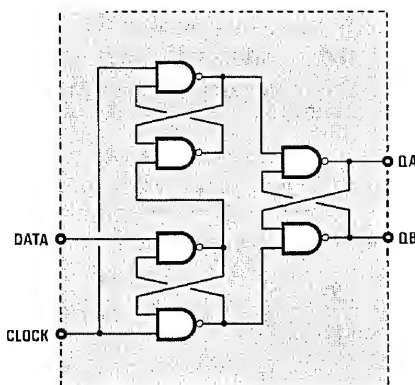



**Fig.14 Un flip-flop tipo D è composto da tre flip-flop tipo Set/Reset collegati come visibile nel disegno. Ricordate che in tutti gli schemi elettrici i terminali di alimentazione +/- non vengono mai indicati.**

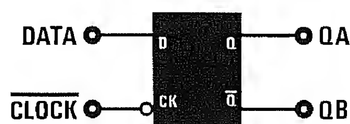



**Fig.15 Se sul piedino di Clock è presente un "cerchietto", le due uscite QA - QB cambiano il loro stato logico quando l'onda quadra applicata su tale piedino passa da 1 a 0.**

Il funzionamento di questo flip-flop può essere così riassunto:

L'uscita **QA** assumerà lo stesso **livello logico** presente sull'ingresso **Data**, solo quando sul piedino di **Clock** giungerà un **fronte di salita**, cioè quando un segnale che si trova a **livello logico 0** passerà a **livello logico 1**.

Se il **Clock** rimane a **livello logico 1**, potrete modificare i **livelli logici** sull'ingresso **Data**, ma non l'uscita **QA**, che rimarrà **bloccata** sempre sul **livello logico** in cui in precedenza si era commutata.

Anche se non diciamo mai esplicitamente in quale condizione logica si commuterà l'uscita **QB**, è sottointeso che questa assumerà un livello logico **opposto** a quello presente sull'uscita **QA**.

Poichè questa spiegazione potrebbe lasciare qualche dubbio, abbiamo cercato di essere ancora più chiari con il grafico riportato in fig.16.

- Come noterete, fino a quando il piedino di **Clock** rimane a **livello logico 0**, i **livelli logici** applicati sul piedino **Data** di questo flip-flop non modificano i **livelli logici** sulle uscite **QA-QB**.

- Quando sul piedino di **Clock** giunge un **livello logico 1**, automaticamente l'uscita **QA** si porta allo stesso **livello logico** presente sull'ingresso **Data** e l'uscita **QB** si porta al livello logico **opposto**.

- Quindi, se nell'istante in cui il piedino di **Clock** passa dal **livello logico 0** al **livello logico 1**, sul piedino **Data** è presente un **livello logico 1**, l'uscita **QA** si porterà a **livello logico 1**, se invece sul piedino **Data** è presente un **livello logico 0**, l'uscita **QA** si porterà a **livello logico 0**.

- Se il piedino di **Clock** rimane a **livello logico 1** e l'ingresso **Data** cambia di stato, cioè da **0** passa a **1** o da **1** passa a **0**, il livello logico sull'uscita **QA** non cambia di stato.

- Se il piedino di **Clock** passa dal **livello logico 1** al **livello logico 0** e l'ingresso **Data** in quell'istante cambia il suo **livello logico**, l'uscita **QA** non cambia di stato.

- Pertanto, l'uscita **QA** si commuterà sullo stesso livello logico presente sull'ingresso **Data** solo quando il piedino di **Clock** passerà dal **livello logico 0** al **livello logico 1**.

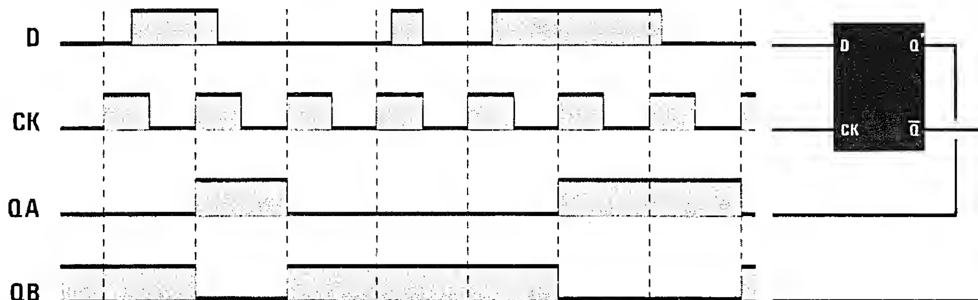



**Fig.16 In questo grafico potete vedere come lavora un flip-flop tipo D. Applicando sul terminale d'ingresso Data dei livelli logici 1-0, sull'uscita QA si ottiene lo stesso livello logico presente quando la frequenza applicata sul piedino di Clock passa dal livello logico 0 al livello logico 1 (fronte di salita) e non quando passa dal livello logico 1 al livello logico 0.**

**Importante** = Se sul simbolo elettrico del piedino di **Clock** è presente un **cerchietto** (vedi fig.15), significa che questo terminale funziona in senso inverso a quanto sopra descritto, cioè l'uscita **QA si** porta allo stesso **livello logico** che risulta presente sul piedino **Data**, solo quando sul **Clock** giunge un **fronte di discesa**, cioè quando il **livello logico 1** passa a **livello logico 0**.

Poichè **i** flip-flop tipo **D** sono molto veloci, vengono normalmente utilizzati per realizzare dei **divisori x2**.

Collegando l'uscita **QB** all'ingresso **Data** ed applicando una **frequenza** sull'ingresso **Clock**, dall'uscita **QA** preleverete la stessa frequenza ma **divisa x2** (vedi fig.17).

Collegando due flip-flop in serie (vedi fig.18), potrete prelevare dalle uscite **QA** una frequenza **divisa x2** ed una **divisa x4**.

Vi sono degli integrati che contengono una catena di flip-flop collegati in serie, ad esempio:

**CD.4024 contiene 7 divisori x2**
**CD.4020 contiene 14 divisori x2**
**CD.4040 contiene 12 divisori x2**
**CD.4060 contiene 14 divisori x2**

dalle uscite dei quali è possibile prelevare la frequenza applicata sul **Clock**, ma divisa:
**x2-4-8-16-32-64-128-256**, ecc.

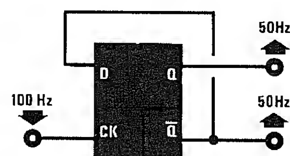



**Fig.17 Collegando un flip-flop tipo D come visibile in figura, preleverete qualsiasi frequenza applicata sull'ingresso Clock dalle due uscite QA-QB divisa x2.**

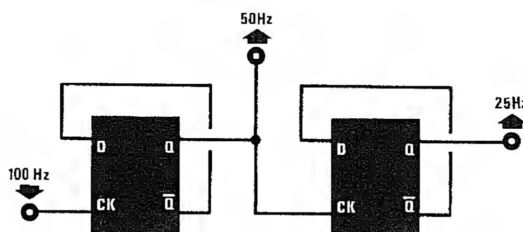



**Fig.18 Collegando in serie due flip-flop tipo D, preleverete la frequenza applicata sull'ingresso Clock divisa x2 dal primo stadio e divisa x4 dal secondo stadio.**

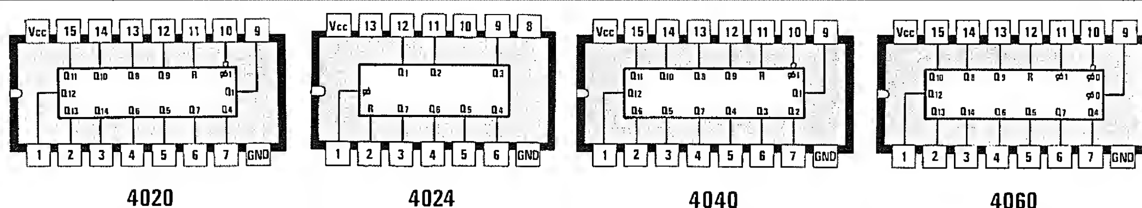



**Fig.19 Connessioni viste da sopra di integrati C/Mos contenenti una serie di flip-flop tipo D.**

I flip-flop tipo **D** vengono rappresentati graficamente con un **rettangolo** provvisto di due **entrate** indicate **Data** e **Clock**, di due uscite indicate **QA** - **QB** e di due terminali supplementari indicati **Preset** e **Clear** o anche **Set** e **Reset** (vedi fig.20).

Lo schema elettrico di un flip-flop tipo **D** con questi due terminali supplementari, è quasi identico a quello precedente, con la sola differenza che il **terzo** flip-flop dispone di **3** terminali d'ingresso, che vengono utilizzati per svolgere la funzione di **Preset** e **Clear** (vedi fig.21).

Il funzionamento di questo flip-flop è identico a quello del flip-flop tipo **D**, con la sola differenza che, al momento dell'accensione, potrete **forzare** l'uscita **QA** ad un **livello logico 1** oppure ad un **livello logico 0**.

Per ottenere sull'uscita **QA** un **livello logico 1** e sull'uscita **QB** un **livello logico 0**, dovrete collegare il terminale **Preset** al positivo di alimentazione tramite una resistenza da **220** a **390 ohm** ed un condensatore elettrolitico da **10 microFarad** come visibile in fig.22.

Per ottenere sull'uscita **QA** un **livello logico 0** e sull'uscita **QB** un **livello logico 1**, dovrete collegare il terminale **Clear** al positivo di alimentazione tramite una resistenza da **330 ohm** ed un condensatore elettrolitico da **10 microFarad** come visibile in fig.23.

Se collegherete a **massa** uno di questi due terminali, il flip-flop rimarrà **bloccato** fino a quando non verrà scollegato da **massa**.

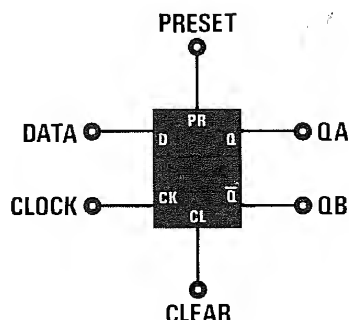



Fig.20 Alcuni flip-flop tipo D sono provvisti di due terminali supplementari chiamati PRESET = Set e CLEAR = Reset.

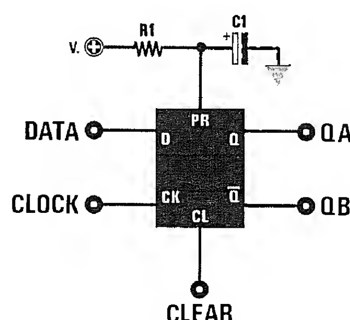



Fig.22 Circuito da utilizzare quando si desidera ottenere sull'uscita QA un livello logico 1 ogni volta che viene alimentato.

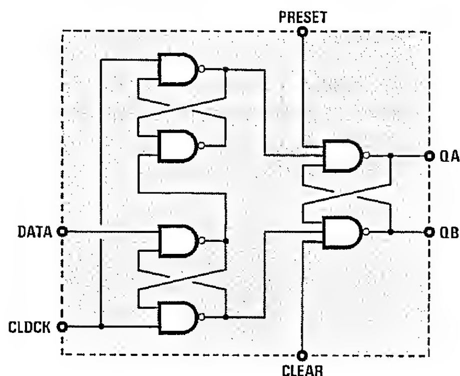



Fig.21 In un flip-flop tipo D con Preset e Clear, gli ultimi due Nand sono a tre ingressi anzichè a due come quello di fig.14.

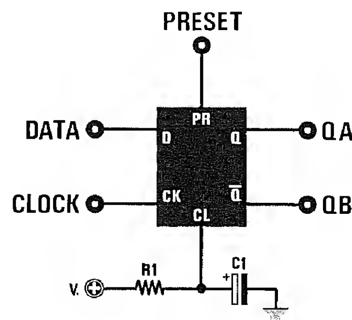



Fig.23 Circuito da utilizzare quando si desidera ottenere sull'uscita QA un livello logico 0 ogni volta che viene alimentato.

I flip-flop tipo **D LATCH** anche se vengono rappresentati con lo stesso disegno grafico utilizzato per i normali flip-flop tipo **D**, hanno un funzionamento totalmente diverso.

Come potete vedere in fig.24, lo schema elettrico di un flip-flop tipo **D LATCH** è composto da tre **Nand** e da un flip-flop che utilizza due porte **Nor**.

Il funzionamento di questo flip-flop può essere così riassunto:

Quando sul piedino di **Clock** sarà presente un **livello logico 1,** sull'uscita **QA** saranno presenti gli stessi **livelli logici** applicati sul piedino d'ingresso **Data** e, logicamente, sul piedino d'uscita **QB** sarà presente un livello logico **opposto**.

Quando sul piedino di **Clock** sarà presente un **livello logico 0**, le uscite **QA** e **QB** rimarranno **bloccate** sull'ultimo **livello logico** sul quale si trovavano quando sul terminale di **Clock** era presente un **livello logico 1**.

Se sul simbolo elettrico di questo flip-flop è riportato, in corrispondenza del terminale di **Clock**, un piccolo **cerchietto**, il suo funzionamento è opposto a quello descritto in precedenza, cioè quando sul piedino di **Clock** sarà presente un **livello logico 0**, sull'uscita **QA** saranno presenti gli stessi **livelli logici** applicati sul piedino d'ingresso **Data**.

Quando sul piedino di **Clock** sarà presente un **livello logico 1**, le uscite **QA** e **QB** rimarranno **bloccate** sull'ultimo **livello logico** sul quale si trovavano quando sul terminale di **Clock** era presente un **livello logico 0**.

L'integrato TTL tipo **SN.7475** contiene al proprio interno 4 flip-flop tipo **D LATCH**.

I flip-flop tipo **D LATCH** vengono utilizzati nei frequenzimetri digitali ed in altri circuiti contatori come **memoria** per bloccare sui display un numero di conteggio (vedi fig.26).

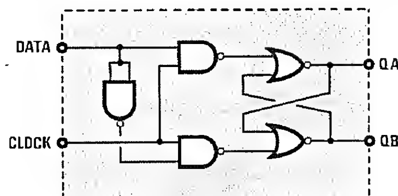



**Fig.24 Un flip-flop tipo D LATCH anche se graficamente viene rappresentato come un normale flip-flop D (vedi fig.13), presenta al suo interno tre porte Nand più un flip-flop d'uscita realizzato con due porte NOR.**

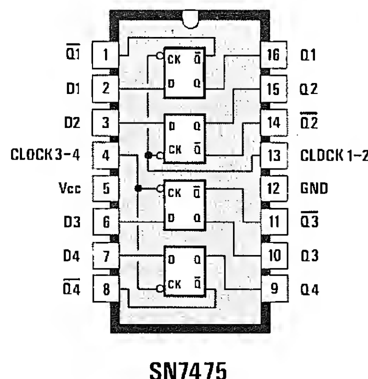



**Fig.25 All'interno di un integrato SN.7475 sono presenti 4 flip-flop tipo D LATCH. Questo integrato viene normalmente utilizzato come "memoria" per bloccare sui display un numero di conteggio.**

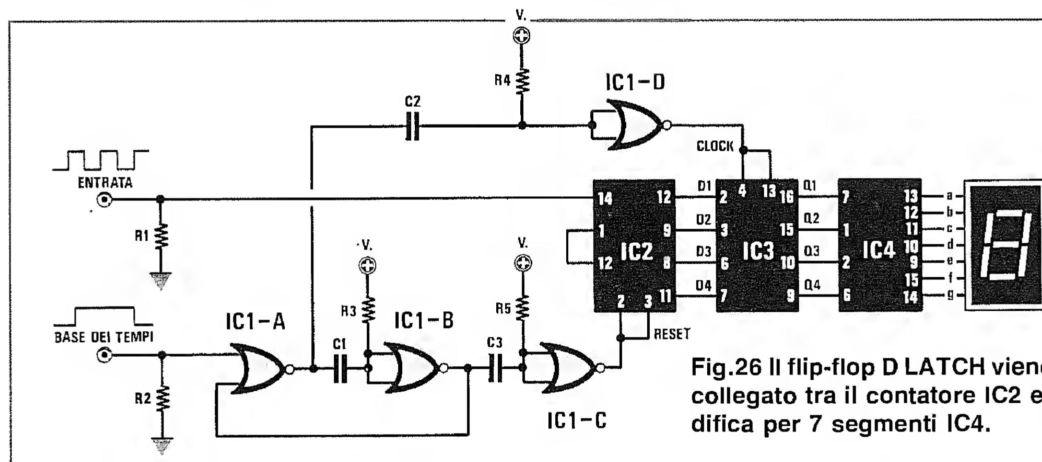



**Fig.26 Il flip-flop D LATCH viene sempre collegato tra il contatore IC2 e la decodifica per 7 segmenti IC4.**

Il flip-flop tipo **JK** viene graficamente rappresentato con un **rettangolo** provvisto di tre **entrate** indicate **J - Clock - K**, di due uscite indicate **QA - QB** (vedi fig.27) e di due terminali supplementari indicati **Preset** e **Clear**.

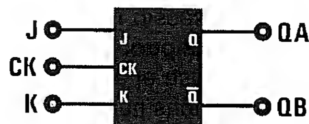



**Fig.27 Il flip-flop tipo JK viene raffigurato con un rettangolo provvisto di tre terminali d'ingresso, indicati J - Clock - K e di due terminali d'uscita indicati QA - QB.**

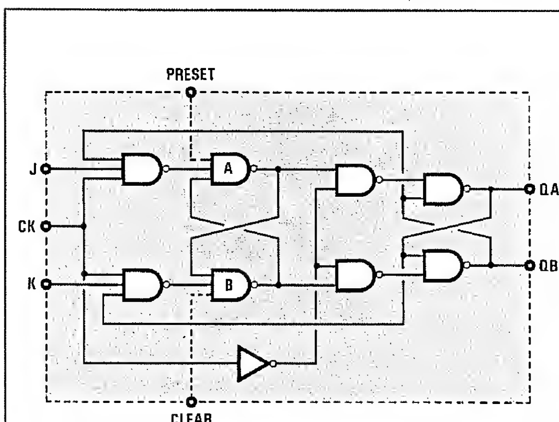



**Fig.28 Schema elettrico interno di un flip-flop tipo JK. Nei flip-flop J-K con Preset e Clear (vedi figg.30-31) questi due terminali sono collegati ai due Nand siglati A-B.**

Il funzionamento di un flip-flop **JK** può essere così riassunto:

Quando sull'ingresso **Clock** è presente un **fronte di salita**, cioè il segnale passa dal **livello logico 0** al **livello logico 1**, il flip-flop controllerà quali livelli logici sono presenti sugli ingressi **J** e **K**, mentre andrà a controllare le uscite QA e QB soltanto quando il clock dalla **condizione logica 1** tornerà a **0**, cioè sul fronte di discesa.

- Se su entrambi gli ingressi **J-K** è presente un **livello logico 0**, i livelli logici che risultano presenti sulle uscite **QA** e **QB** non vengono modificati.

- Se sull'ingresso **J** è presente un **livello logico 1** e sull'uscita **QA** è presente un **livello logico 0**, quest'ultimo viene portato a **livello logico 1**, cioè sullo stesso livello presente sull'ingresso **J**.

- Se l'uscita **QA** si trova già a **livello logico 1**, non viene modificata.

- Se sul solo ingresso **J** è presente un **livello logico 0**, il livello logico presente sull'uscita **QA** non viene modificato, quindi se è **1** rimane **1**, se è **0** rimane **0**.

- Se sull'ingresso **K** è presente un **livello logico 1** e sull'uscita **QB** è presente un **livello logico 0**, questo viene portato a **livello logico 1**, cioè sullo stesso livello presente sull'ingresso **K**.

- Se l'uscita **QB** si trova già a **livello logico 1**, non viene modificata.

- Se sull'ingresso **K** è presente un **livello logico 0**, il livello logico sull'uscita **QB** non viene modificato, quindi se è **1** rimane **1**, se è **0** rimane **0**.

- Se su entrambi gli ingressi **J-K** è presente un **livello logico 1**, quando l'impulso sul terminale **Clock** tornerà a **0**, l'uscita **QA** si commuterà automaticamente su un **livello logico** opposto a quello in cui si trovava in precedenza.

Come già saprete, ogni variazione di **livello logico** sull'uscita **QA** modifica automaticamente, in senso **opposto**, l'uscita **QB** e ogni variazione di **livello logico** sull'uscita **QB** modifica in senso **opposto** l'uscita **QA** come qui sotto indicato.

| QA | QB |
|---|---|
| 1 | 0 |
| 0 | 1 |
| 1 | 0 |
| 0 | 1 |

Poichè il funzionamento dei flip-flop JK potrebbe non esservi del tutto chiaro, abbiamo ritenuto opportuno esemplificarlo in un grafico (vedi fig.29). Quando la frequenza di Clock passa dal livello logico 0 al livello logico 1, si ha un controllo dei livelli logici degli ingressi **JK**, quando la frequenza di Clock torna sul livello logico 1, si ha un controllo dei livelli logici sulle uscite **QA-QB**.

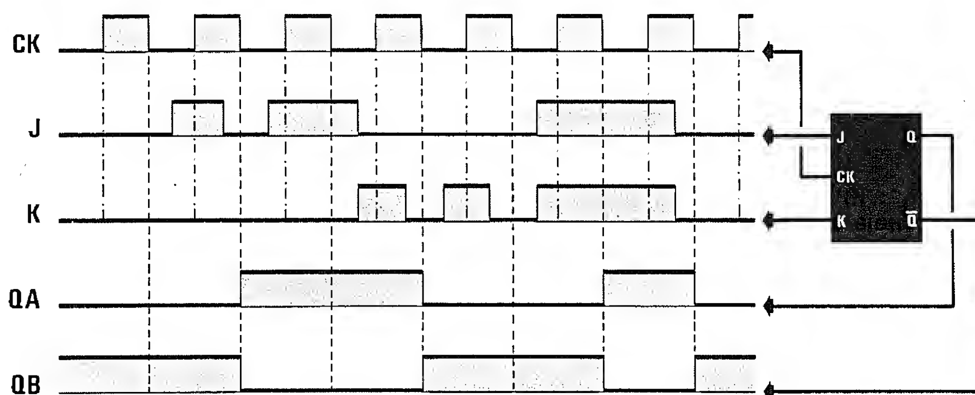



**Fig.29 Come potete notare, quando la frequenza di Clock passa dal livello logico 0 al livello logico 1, il flip-flop controlla in quale dei due ingressi J-K è presente un livello logico 1. Quando rileva questa condizione, il flip-flop la memorizza, poi la trasferisce sulle uscite QA o QB quando la frequenza di Clock torna sul livello logico 0. L'uscita QA viene controllata dall'ingresso J, mentre l'uscita QB dall'ingresso K.**

## FLIP-FLOP tipo JK con Preset e Clear

Anche i flip-flop **JK** possono disporre dei terminali **Preset** e **Clear** e questi due terminali servono soltanto per **forzare**, al momento dell'accensione, l'uscita **QA** ad un **livello logico 1** oppure ad un **livello logico 0**.

Per ottenere sempre sull'uscita **QA** un **livello logico 1** e sull'uscita **QB** un **livello logico 0**, dovrete collegare il terminale **Preset** al positivo di alimentazione tramite una resistenza ed un condensatore elettrolitico come visibile in fig.30.

Per ottenere sempre sull'uscita **QA** un **livello logico 0** e sull'uscita **QB** un **livello logico 1**, dovrete collegare il terminale **Clear** al positivo di alimentazione tramite una resistenza ed un condensatore elettrolitico come visibile in fig.31.

Se collegherete a **massa** uno di questi due terminali, il flip-flop rimarrà **bloccato** fino a quando non verrà scollegato da **massa**.

Per escludere le funzioni di **Preset** e **Clear**, conviene forzarli al **livello logico 1**.

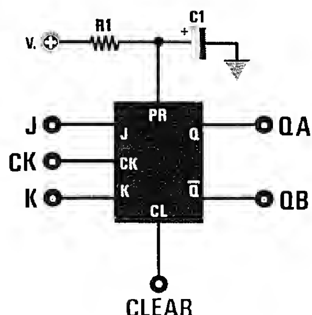



**Fig.30 Nei flip-flop JK con Preset e Clear, potrete forzare l'uscita QA a livello logico 1 al momento dell'accensione, collegando sul terminale PR una resistenza da 330 ohm ed un elettrolitico da 10 microFarad.**

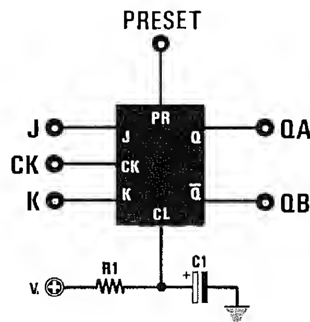



**Fig.31 Per forzare l'uscita QA a livello logico 0 ogni volta che fornirete tensione al flip-flop, dovrete collegare la resistenza da 330 ohm ed il condensatore elettrolitico da 10 microFarad sul piedino CL.**

## FLIP-FLOP JK con più INGRESSI

Vi sono dei flip-flop con più ingressi **J** e **K**, perchè al loro interno sono presenti delle porte **And** (vedi fig.32), oppure delle porte **Or** o degli **Inverter**.

Conoscendo la **tavola della verità** di queste porte (vedi relativo articolo), saprete quali livelli logici occorre applicare su questi ingressi supplementari **J1-J2-J3** e **K1-K2-K3** per avere sull'uscita un **livello logico 1**, che sarà poi quello che entrerà negli ingressi **J** e **K** del flip-flop.

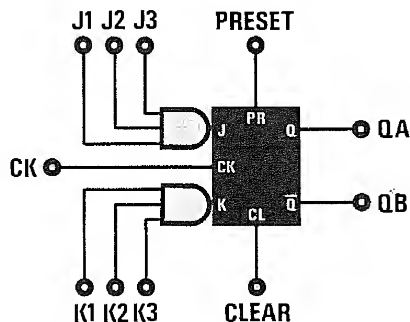



**Fig.32 Nei flip-flop con ingressi siglati J1-J2-J3 e K1-K2-K3, troverete sempre una porta logica And oppure Or con l'uscita collegata sugli ingressi principali JK.**

## FLIP-FLOP tipo T

Esiste un ultimo flip-flop poco conosciuto che è quello tipo **T**, dalla parola inglese **toggling** che significa **cambiare stato**.

In pratica, questo flip-flop è identico ad un **JK**, con la sola differenza che i due **ingressi J-K** fanno capo ad un solo terminale d'uscita indicato **T** (vedi fig.33).

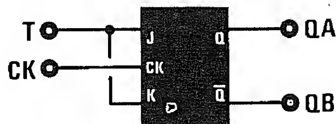



**Fig.33 Nei flip-flop tipo T, i due ingressi JK fanno capo ad un solo terminale d'ingresso. Quando sull'ingresso T è presente un livello logico 1, dalle uscite fuoriuscirà la frequenza di Clock divisa x2.**

Il funzionamento di un flip-flop tipo **T** può essere così riassunto:

- Quando sull'ingresso **T** è presente un **livello logico 1**, la frequenza applicata sul piedino **Clock** si ritrova sull'uscita **QA divisa x2** ed anche sull'uscita **QB**, ma in opposizione di fase.

- Quando sull'ingresso **T** è presente un **livello logico 0**, la frequenza applicata sul piedino **Clock** non andrà a cambiare le uscite, che rimarranno bloccate sulla condizione logica assunta per ultima.

## APPLICAZIONI dei FLIP-FLOP JK

I flip-flop **JK** vengono normalmente utilizzati per realizzare dei **divisori** tipo **asincrono** o **sincrono**.

Nei divisori **asincroni** i flip-flop sono posti in **serie**, quindi il segnale da dividere entra nel primo flip-flop, poi da questo passa nel secondo flip-flop, infine nel terzo, ecc. e, così facendo, il segnale esce leggermente **ritardato** (vedi fig.34).

Nei divisori **sincroni** i flip-flop sono posti in **parallelo**, il segnale da dividere entra cioè contemporaneamente in tutti i flip-flop presenti nel circuito divisore (vedi fig.35), pertanto tali divisori risultano **più veloci** di quelli asincroni.

Per conoscere quale sarà la massima frequenza che potrete applicare sull'ingresso di questi flip-flop per evitare condizioni di **instabilità**, potrete utilizzare la seguente formula:

**MHz = 1.000 : nanosecondi**

Ammesso di utilizzare flip-flop che impieghino **5 nanosecondi** per commutare una qualsiasi frequenza, realizzando un circuito divisore **asincrono** che utilizza quattro flip-flop posti in serie, otterrete un ritardo complessivo di:

**5 x 4 = 20 nanosecondi**

pertanto, la massima frequenza che potrete applicare a questa catena di divisore non potrà superare i:

**1.000 : 20 = 50 MHz**

Realizzando un circuito divisore **sincrono**, che utilizza quattro flip-flop posti in parallelo, il ritardo non si moltiplicherà per il numero dei flip-flop utilizzati, ma rimarrà fisso a soli **5 nanosecondi**; pertanto, la massima frequenza che potrete applicare a questa catena di divisori risulterà più elevata:

**1.000 : 5 = 200 MHz**

## DIVISORE ASINCRONO

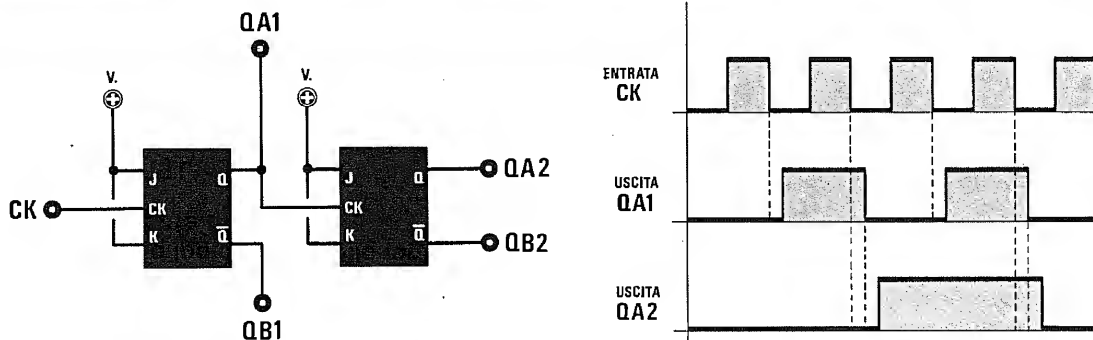



**Fig.34 Se collegherete due flip-flop in SERIE come visibile in figura, otterrete un divisore ASINCRONO che divide x2 (uscite QA1-QB1) e x4 (uscite QA2-QB2). Questo tipo di divisore presenta lo svantaggio di sommare i ritardi di ogni singolo stadio, pertanto il segnale che fuoriuscirà dall'ultimo divisore risulterà sempre in ritardo rispetto alla frequenza applicata sull'ingresso Clock. Questo ritardo non vi permetterà di salire in frequenza.**

## DIVISORE SINCRONO

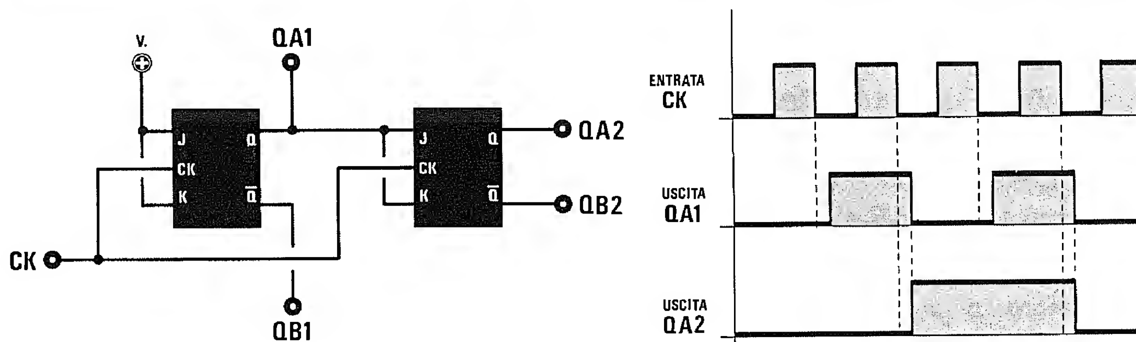



**Fig.35 Se collegherete due flip-flop in PARALLELO come visibile in figura, otterrete un divisore SINCRONO che divide x2 (uscite QA1-QB1) e x4 (uscite QA2-QB2). Come noterete, il segnale da dividere viene applicato sugli ingressi Clock di ogni singolo divisore per evitare che i ritardi si sommino. In pratica, anche utilizzando una catena di 5 - 10 - 15 divisori, il ritardo totale che otterrete sarà equivalente a quello di un singolo divisore.**

Alcuni flip-flop JK commutano l'uscita quando il segnale ad onda quadra applicato sull'ingresso **Clock** passa dal **livello logico 1** al **livello logico 0**, vale a dire con il **fronte di discesa**.

Altri, invece, commutano l'uscita quando il segnale ad onda quadra applicato sull'ingresso **Clock** passa dal **livello logico 0** al **livello logico 1**, vale a dire con il **fronte di salita**.

Gli integrati **TTL** e **C/Mos** tipo:

**7473 - 7476 - 74106 - 74111 - 74113 - 74114**

**4027 - 4095 - 4096**

commutano tutti sul **fronte di discesa**.

Gli integrati **TTL** tipo:

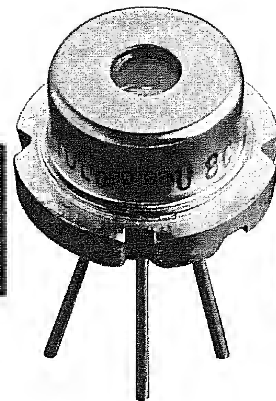
**7470 - 74109**

commutano tutti sul **fronte di salita**.

Attualmente non esistono dei **C/Mos** che dividono sul **fronte di salita**.

Come qualsiasi altro semiconduttore, anche i diodi Laser sono classificati in base alla loro **potenza** ed alla lunghezza d'onda che viene normalmente espressa in **nanometri**, ovverosia in **milionesimi di millimetro**.

# TUTTO sui DIODI LASER



Attualmente i diodi Laser sono suddivisi in tre categorie:

**Laser GaAlAs** - Questi diodi emettono radiazioni su una lunghezza d'onda di **750-880 nanometri.** La luce emessa da questi diodi Laser **non** risulta **visibile** all'occhio umano, perchè questo riesce a percepire solo radiazioni comprese tra i **400-700 nanometri** (vedi fig.3).

Questi diodi Laser a luce **invisibile** vengono normalmente utilizzati nelle stampanti Laser e nei lettori di Compact Disk.

**Laser InGaAsP** - Questi diodi emettono radiazioni su una lunghezza d'onda di **1.300-1.500 nanometri**, quindi, come i precedenti, **non** risultano **visibili** all'occhio umano. Vengono comunemente utilizzati per comunicazioni tramite **fibre ottiche**.

**Laser InGaAlP** - Questi diodi emettono radiazioni su una lunghezza d'onda di **670-680 nanometri.** La luce emessa da questi diodi Laser, risulta **visibile** all'occhio umano con un colore **rosso.**

Per questa loro caratteristica tali diodi vengono normalmente utilizzati per i lettori di **codici a barre**, per apparecchiature di **telemetria**, per **trasmissioni di segnali di BF**, per **mirini** di fucile, per **giochi di luce** in discoteche ed anche per **stampanti Laser**.

Per i nostri progetti utilizziamo solo quest'ultima categoria perchè, riuscendo a vedere questo raggio di colore **rosso brillante**, potremo più agevolmente metterlo a fuoco e trovare con maggior facilità dei **fotodiodi** o **fototransistor** sensibili a queste lunghezze d'onda per poterlo rilevare.

Dobbiamo aggiungere che i diodi Laser a luce **visibile** possono essere del tipo **Gain Guided** oppure **Index Guided**.

La differenza tra **Gain** ed **Index** risiede solo in una diversa **corrente** di assorbimento.

I tipi **Gain Guided** assorbono una corrente **maggiore**, ma hanno il vantaggio di risultare **meno delicati** alle cariche elettrostatiche ed ai disturbi spurii, quindi sono i più idonei per uso hobbistico.

I tipi **Index Guided** assorbono una **minore** corrente, ma sono **molto delicati** e, quindi, è meglio non usarli.



Facciamo presente che è errato pensare che i diodi che assorbono **maggiore corrente** eroghino una **maggior potenza luminosa**, perchè non esiste alcuna relazione tra corrente assorbita e **potenza luminosa**.

## EMISSIONE FASCIO LASER

Un diodo Laser, al pari di un diodo led, è composto da una giunzione PN che, percorsa da una corrente, emette una radiazione **luminosa**.

Ovviamente la struttura di un diodo Laser (vedi fig.2) è di gran lunga più complessa di quella di un comune diodo led, sia per i diversi strati del wafer e di "drogaggi", sia perchè l'emissione luminosa avviene in modo **stimolato**.

Un comune diodo led emette delle radiazioni spontanee, cioè una luce **non coerente**, mentre un diodo Laser emette una luce **coerente**, denominata **L**igh **A**mplification **S**timulated **E**mission **R**adiation.

In pratica, il diodo Laser eccita degli atomi che, convertiti in **fotoni**, vengono amplificati all'interno del suo chip e, così facendo, vengono generati altri **fotoni** di uguale lunghezza d'onda che, sommandosi in fase tra loro, ne aumentano l'**intensità** luminosa.

Non c'è quindi da meravigliarsi, se con un così piccolo componente dalle dimensioni di un transistor, alimentato con soli **5 volt**, si riesca ad ottenere la stessa potenza emessa da un mastodontico **Tubo Laser** all'Elio/Neon alimentato con **migliaia** di volt.

## TUBO E DIODI LASER

Chi ha già fatto esperienza con i **tubi Laser** avrà notato che il fascio luminoso esce molto concen-

trato tanto che, a una distanza di qualche decina di metri, si vedrà il **punto luminoso** leggermente ingrandito, perchè la **divergenza** del suo fascio si aggira normalmente intorno agli **1-1,5 gradi**.

I **diodi Laser**, a differenza dei **Tubi Laser**, emettono un fascio luminoso **ellittico** e con due tipi di divergenza (vedi fig.2).

Quella parallela alla giunzione risulta compresa tra **6** e **12 gradi**, mentre quella perpendicolare alla giunzione risulta compresa tra **20** e **40 gradi**.

In pratica il fascio del **diodo** Laser si allarga a **ventaglio** tanto che, a pochi centimetri di distanza, copre un'area notevolmente più ampia.

Quindi un **diodo Laser** se non viene completato con un appropriato **obiettivo**, non potrà mai fornire quel **piccolo punto luminoso** che produce un tubo **Elio/Neon**.

Facciamo presente che gli **obiettivi** per **Tubi Laser** non possono essere usati per i **diodi Laser** e viceversa.

Infatti, come abbiamo già accennato, un diodo Laser emette un fascio luminoso di forma **ellittica**, quindi per renderlo **puntiforme** occorre dotarlo di un appropriato obiettivo provvisto di speciali lenti in grado di correggere questo **errore**.

## TUBO LASER o DIODO LASER?

Poichè molti si chiederanno quali vantaggi presenta un **diodo Laser Elio/Neon**, cercheremo di elencarveli:

- Il diodo Laser funziona a basse tensioni, infatti per eccitarlo è sufficiente una tensione minore di **5 volt**.

- Considerando le ridotte dimensioni, il diodo Laser permette di costruire minuscole apparecchiature portatili.

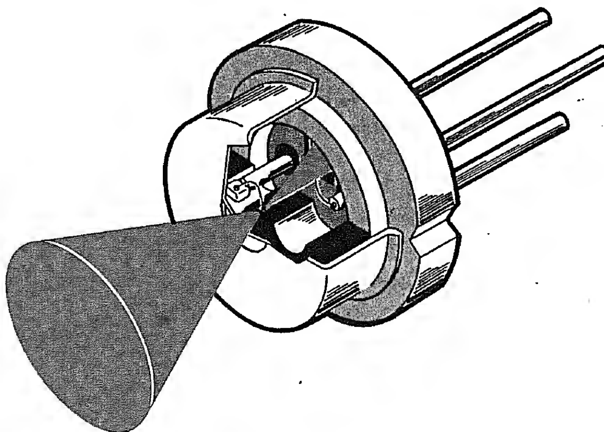
- Il diodo Laser non presenta la fragilità di un tubo Laser che, come noto, ha un supporto in vetro.

- Il diodo Laser se correttamente alimentato non si esaurisce mai, mentre un tubo Laser tende lentamente ad esaurirsi e, di conseguenza, la sua potenza luminosa con il passare del tempo tende ad attenuarsi.

- In un diodo Laser è possibile controllare con estrema facilità la **potenza luminosa**, mentre risulta più complesso e difficolso in un tubo Laser.

I **diodi Laser** presentano però degli **inconvenienti** che i tubi Laser non hanno:

**Fig.1 Il fascio luminoso emesso da un diodo Laser non è circolare, ma ellittico e con un'ampia divergenza, tanto che a pochi centimetri di distanza copre un'area molto grande. Per questo motivo, tutti i diodi Laser devono essere corredati di un appropriato obiettivo così da focalizzare questo fascio in un piccolissimo punto luminoso.**



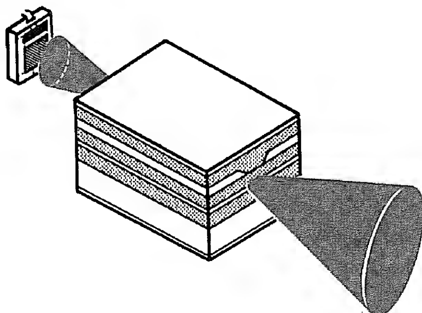


**Fig.2 La struttura interna di un diodo Laser è molto complessa. Come potete vedere nel disegno, dai due lati del suo chip fuoriesce un fascio luminoso. Quello frontale fuoriuscirà dalla finestra del diodo, quello posteriore andrà a colpire un fotodiodo fissato all'interno del suo corpo.**

## - Sensibilità agli sbalzi di temperatura

Anche se le Case Costruttrici affermano che i diodi Laser possono funzionare a **-10 gradi** e a **+50 gradi**, dobbiamo far presente che improvvisi sbalzi termici lo possono danneggiare.

Per questo motivo occorre sempre **fissare** il corpo del diodo sopra ad una piccola aletta di raffreddamento per evitargli brusche variazioni termiche.

Nei nostri progetti questa aletta è costituita dal **metallo** dell'**obiettivo** e dal pannello anteriore del mobile.

## - Sensibilità ai disturbi elettrici

Questo difetto lo abbiamo scoperto casualmente durante le prove di laboratorio.

Infatti, la prima volta che abbiamo acceso la lampada al neon posta sul nostro banco (che avevamo spento per poter meglio vedere il **punto luminoso**), il diodo Laser ha cessato di funzionare.

Ritenendo di aver involontariamente toccato i terminali del diodo Laser, l'abbiamo sostituito, ma anche questo, dopo poche ore, ha cessato di funzionare.

A questo punto ci siamo preoccupati e, quindi, preso l'oscilloscopio, l'abbiamo collegato sui punti più "critici" del circuito.

Abbiamo così scoperto che il motivo per il quale il diodo Laser bruciava risiedeva nello **starter** della lampada al neon che generava, all'atto dell'accensione, degli impulsi spurii che venivano captati dalle piste del circuito stampato.

Dopo aver individuato la causa dell'inconveniente, abbiamo rifatto tutti i circuiti stampati accorciando le piste "captatrici" e schermandole con una **doppia faccia**.

Facciamo presente che se la lampada al neon è distante più di **1 metro** dal circuito Laser, non si corre alcun rischio, diversamente conviene sempre accendere **prima** la lampada al neon, poi alimentare il Laser.



## - Sensibilità alle cariche elettrostatiche.

Pochi sanno che il nostro corpo si carica con estrema facilità di elettricità statica, con valori di tensione che, da un minimo di poche **decine** di volt, possono raggiungere anche **migliaia** di volt.

Chi calza scarpe in **gomma** si sarà accorto, ogni volta che scende dalla propria auto, di ricevere delle forti **scariche elettriche** e questo avviene perchè il suo corpo scarica sul metallo della carrozzeria l'elettricità elettrostatica che ha immagazzinato.

Di tensione elettrostatica ne immagazziniamo anche camminando su tappeti di **materiale sintetico** o se indossiamo delle maglie o delle camicie di rayon, poliammide, ecc.

Provate a togliervi una maglia di materiale sintetico al **buio** e vedrete delle luminosissime e schioccanti scintille sprigionarsi da essa.

Anche pettinandosi con spazzole di materiale sintetico il vostro corpo si caricherà con elevate tensioni, che verranno scaricate a terra non appena toccherete un oggetto metallico.

A questo punto comprenderete perchè, se su un diodo Laser che funziona con tensioni di **2-4 volt**, si scaricano qualche centinaia o migliaia di volt, non importa se di **debolissima** intensità, il suo sensibile chip interno subito si **perforerà**.

Per evitare di danneggiare un **diodo Laser** con delle scariche elettrostatiche, dovrete sempre adottare questi accorgimenti:

- Non toccate mai con le mani i **terminali** di un diodo Laser, a meno che non abbiate il polso collegato con la **terra** (vedi fig.8).

- Non appoggiate le mani sullo **schermo** del vostro televisore o del computer, per poi passare a saldare un diodo Laser.

- Non mettetevi mai delle scarpe di gomma oppure delle camicie o maglie di materiale sintetico, perchè accumulereste nel corpo elevate cariche elettrostatiche.

- Non passate mai un diodo Laser nelle mani di un'altra persona, perchè tra due corpi esiste sempre una differenza di potenziale che si **scaricherà** all'interno del diodo Laser.

- Non usate mai saldatori alimentati **direttamente** dalla rete a 220 volt, ma solo saldatori a bassa tensione alimentati da un trasformatore riduttore. Diversamente ricordate di collegare a **terra** il corpo metallico del vostro saldatore.

- Non prendete un diodo Laser per appoggiarlo su un tavolo metallico, perchè se il vostro corpo è carico di elettricità statica, quando l'appoggerete, questa tensione si scaricherà sul tavolo attraversando il diodo.

- Non pulite mai la finestra anteriore del diodo Laser con un panno asciutto perchè, sfregandolo, si creeranno delle cariche elettrostatiche che potrebbero distruggerlo.

- Non saldate mai dei componenti sul circuito stampato con il diodo Laser **alimentato**. Le saldature devono essere effettuate solo dopo aver tolto la pila di alimentazione.

- Non accorciate troppo i terminali del diodo Laser, perchè il calore del saldatore potrebbe danneggiare il chip interno.

- Non superate mai la **massima** potenza luminosa consentita dal diodo Laser.

- Non puntate mai, per un tempo prolungato, un raggio Laser sugli occhi di una **persona**, perchè potrebbe danneggiarle la vista.

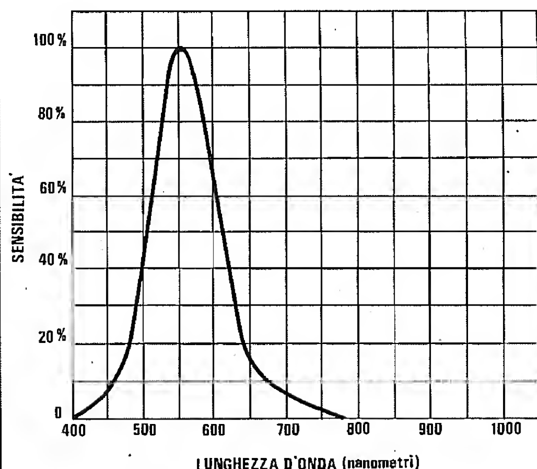



Fig.3 In questo grafico è indicata la percentuale di sensibilità alle varie lunghezze d'onda dell'occhio umano. Come potrete constatare, il nostro occhio essendo più sensibile alle radiazioni comprese tra 520-570 nanometri, le vedrà più "luminose" rispetto alle lunghezze d'onda dei 400 o 700 nanometri.

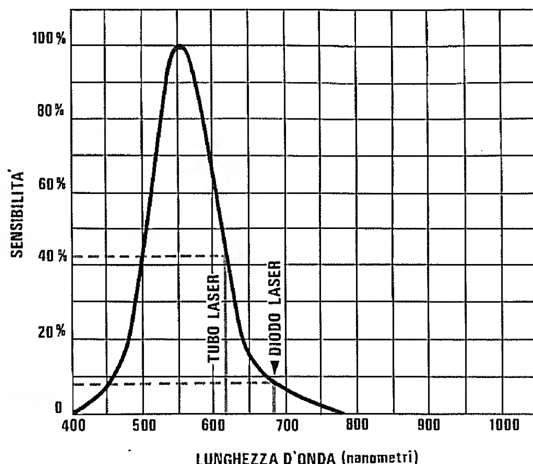



Fig.4 Se osservate un punto luminoso di un fascio da 5 milliwatt emesso da un tubo Laser Elio/Neon (630 nanometri) e lo confrontate con uno da 5 milliwatt emesso da un diodo Laser (670-680 nanometri), pur essendo di identica potenza, il vostro occhio lo vedrà meno luminoso di circa un 30-33%.

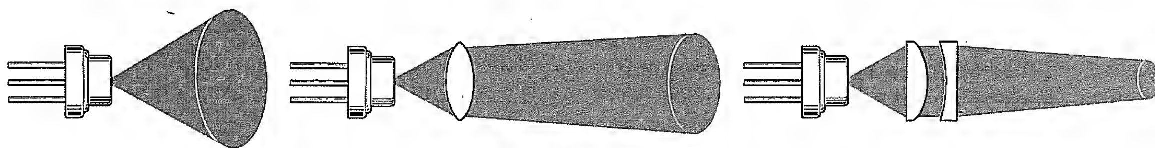


Fig.5 Il fascio emesso da un diodo Laser ha un'ampia divergenza, pertanto senza un appropriato obiettivo non riuscirete mai ad ottenere un piccolissimo punto luminoso. Gli obiettivi provvisti di più lenti focalizzeranno meglio il fascio Laser.

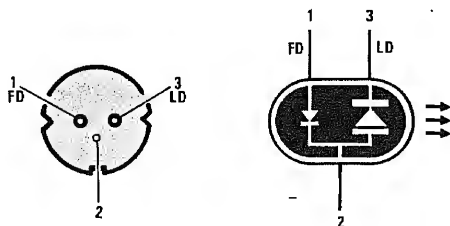



Fig.6 Connessioni viste da sotto di un diodo Laser e disegno grafico utilizzato nei nostri schemi. Il piedino 1 FD fa capo all'anodo del fotodiodo di controllo ed il piedino 3 LD al catodo del diodo Laser. Il piedino comune 2 è collegato al metallo del suo corpo.

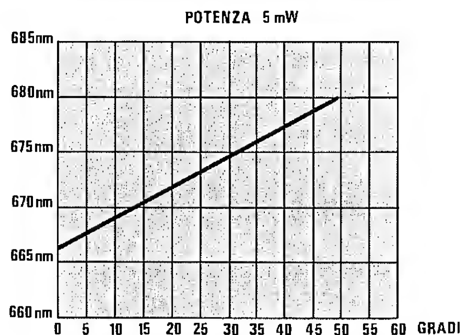



Fig.7 Al variare della temperatura varia anche la lunghezza d'onda di emissione. A 0 gradi, il diodo Laser emetterà una luce sui 665 nanometri, a 15 gradi emetterà una luce sui 670 nanometri e alla temperatura di 50 gradi emetterà una luce sui 780 nanometri.

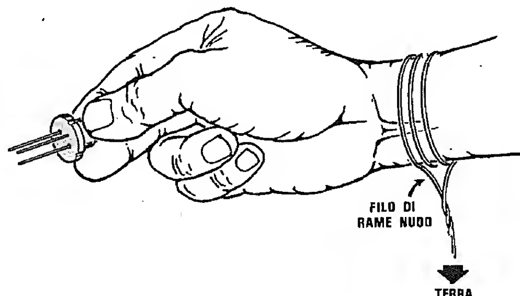



**Fig.8 I diodi Laser sono molto sensibili alle "cariche elettrostatiche", quindi per non distruggerli non indossate mai maglie o camicie di materiale sintetico o scarpe con suole di gomma. Se usate un saldatore a 220 volt, collegatelo alla TERRA e, infine, per eliminare dal vostro corpo la carica elettrostatica, avvolgete intorno al polso un filo di rame nudo, collegando anch'esso alla TERRA.**

Per evitare di **danneggiare** un diodo Laser con le cariche elettrostatiche, basta **avvolgere** un filo di **rame nudo** attorno ad un polso, fissando poi l'opposta estremità su una piastra metallica, o su un ferro da stiro, posta sul pavimento.

Ovviamente il pavimento non dovrà essere in legno o ricoperto di moquette.

## LA LUMINOSITÀ

Molti, confrontando la luminosità del **punto** emesso da un **diodo Laser** con quella emessa da un tubo Laser di pari potenza, noteranno che è **meno intensa** ed affermeranno erroneamente che il **diodo** eroga **minore** potenza.

La diversa **intensità luminosa** viene rilevata solo perchè la sensibilità dell'occhio umano si riduce all'aumentare della **lunghezza d'onda** (vedi fig.4).

Come già saprete, la lunghezza d'onda del raggio di un **tubo Laser** è di circa **630 nanometri**, mentre quella di un **diodo Laser** è di **670-680 nanometri**.

Pertanto, trovandosi il punto **rosso** del diodo Laser vicino all'estremità del visibile, il nostro occhio lo vedrà **meno luminoso** rispetto al punto **rosso** emesso da un tubo Elio/Neon di identica potenza.



## IL DIODO LASER

Il diodo Laser è racchiuso entro un contenitore delle stesse dimensioni di un transistor metallico di media potenza, quale potrebbe essere un 2N1711-2N4427-BC160, ecc.

I tre terminali che fuoriescono dal corpo, disposti come visibile in fig.6, sono:

- **Anodo fotodiodo**
- **Comune (collegato al metallo del corpo)**
- **Catodo del diodo Laser**

Le caratteristiche del diodo Laser **Gain Guide** siglato **HL.6711/G**, o **TOLD.9201/STR**, preso come esempio sono le seguenti:

| | |
|---|---|
| **Potenza luminosa** ................ | **5 milliwatt** |
| **Lunghezza d'onda** .............. | **670-680 nm** |
| **Corrente minima** ................. | **40/60 mA** |
| **Corrente massima** .............. | **80/90 mA** |
| **Divergenza parallela** ........... | **9 gradi** |
| **Divergenza perpendicolare** ... | **32 gradi** |
| **Tensione diodo Laser** .......... | **2,3 volt** |
| **Corrente fotodiodo** ............. | **0,5mAx5mW** |
| **Temperatura minima** ........... | **-10 gradi** |
| **Temperatura massima** ......... | **+50 gradi** |

Come potrete notare, in queste caratteristiche è presente un valore di **corrente minima** che si aggira sui **40-60 milliamper** ed uno di **corrente massima** che si aggira sugli **80-90 mA**.

Riferendosi a questi dati, quasi tutti gli articolisti che **non hanno mai montato** un diodo Laser, consigliano di regolare la **corrente** di assorbimento sugli **80 milliamper**, senza sapere che questa va regolata in funzione della **temperatura**.

Nel grafico di fig.9 potete vedere quale **corrente** è necessario far assorbire al diodo Laser per ottenere una potenza luminosa di **5 milliwatt** a queste tre diverse temperature: **0 gradi - 25 gradi - 50 gradi**.

Come si noterà, se la temperatura è di **0 gradi**, è necessario far assorbire al diodo Laser una corrente di **67-68 milliamper**, se questa fosse di **25 gradi** bisognerebbe far assorbire al diodo Laser una corrente di **77-78 milliamper** e, se fosse di **50 gradi**, una corrente di **88-89 milliamper**.

Poichè queste **curve** sono molto ripide, basta aumentare di **pochi milliamper** la corrente di assorbimento per superare **la potenza massima** ed in questo modo il diodo Laser si distruggerà, oppure scenderà sotto alla sua **potenza minima** ed in tali condizioni il diodo Laser si spegnerà.

Quindi chi vi consiglia di alimentare un diodo Laser con un generatore di corrente costante, non vi dà un buon consiglio, perchè questa corrente deve continuamente **variare** da un **minimo** ad un **massimo** per potersi adattare alle continue e brusche **variazioni termiche**.

Come potete vedere nel grafico di fig.9, per mantenere costante la potenza d'uscita sui **5 milliwatt**, dovrete variare, in base alla **temperatura**, la corrente da un minimo di **61 milliamper** ad un massimo di **90 milliamper**.

Per questo motivo, all'interno di un diodo Laser è sempre presente un **fotodiodo** che, eccitato dal fascio Laser emesso dalla parte posteriore del chip, verrà utilizzato per **variare** molto velocemente la corrente di alimentazione, affinchè questo non possa mai superare la sua massima **potenza luminosa** di **5 milliwatt**.

Nel grafico di fig.10 potete vedere come una differenza di **pochi milliamper** modifichi notevolmente la **potenza luminosa**, pur rimanendo invariata la temperatura sui **25 gradi**.

Come noterete, per innescare un diodo Laser ad una temperatura di **25 gradi**, bisogna fargli assorbire circa **72 milliamper** (vedi punto **A**), ma con questa corrente, il Laser emetterà un fascio luminoso della potenza di **1 milliwatt**.

Basta un aumento di soli **3 milliamper**, cioè passare sui **75 milliamper**, per triplicare la potenza luminosa (vedi punto **B**) ed altri **3 milliamper**, cioè passare sui **78 milliamper**, per raggiungere la **massima potenza** di **5 milliwatt** (vedi punto **C**).

Se si tentasse di aumentare la corrente anche di soli **0,5 milliamper**, cioè di passare sui **78,5 milliamper**, dopo pochi secondi di funzionamento il diodo Laser risulterebbe già distrutto.

Un diodo Laser danneggiato assorbe sempre una corrente elevata (70/80 milliamper), ma emette una luce debole, identica a quella che potrebbe emettere un comune **diodo led** di colore rosso.

Vorremmo anche far presente a tutti gli sperimentatori interessati alla **trasmissione**, che i diodi Laser **non** sono idonei per essere modulati in **AM**; perchè se non li si vuole distruggere, occorrerebbe farli funzionare a metà potenza in **assenza** di modulazione.

Un diodo Laser si può invece facilmente modulare in **FM** con una sottoportante controllata in ampiezza.

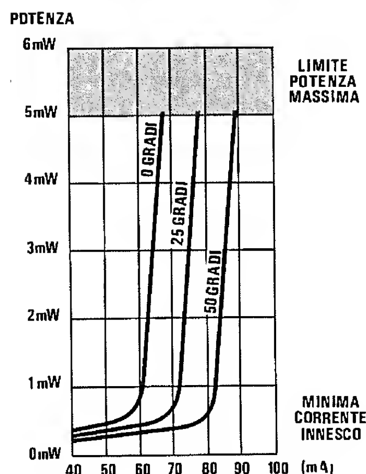



**Fig.9 Curva di pendenza di un diodo Laser. Come evidenziato dal grafico, se la temperatura varia dovrete automaticamente modificare la corrente di alimentazione, perchè se si superano i 5 milliwatt il diodo si distrugge. Pertanto se faceste assorbire al diodo 78 mA ad una temperatura di 25 gradi e questa dovesse scendere a 18 gradi, il diodo Laser si distruggerebbe immediatamente.**

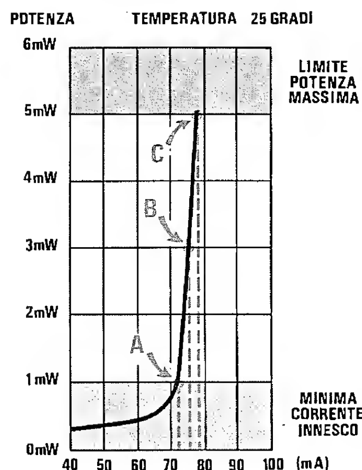



**Fig.10 Poichè la curva di pendenza di un diodo Laser è molto ripida, è sufficiente una differenza di pochi milliamper per spegnere il diodo o per bruciarlo. Ad una temperatura di 25 gradi, una corrente di 72 mA (punto A) farà erogare al diodo 1 milliwatt, una da 75 mA farà erogare al diodo 3 milliwatt (punto B), mentre una da 78 mA (punto C) farà raggiungere il massimo di 5 milliwatt.**

## LA CURVA della PENDENZA

La curva della **pendenza** di un diodo Laser (vedi grafico di fig.9), è un parametro poco utile, perchè troppo legato alla **temperatura** ed alla **tolleranza** del componente.

Prendendo in esame diversi diodi Laser con identica sigla, subito abbiamo notato delle notevoli differenze tra **corrente di soglia** e **corrente massima**, in funzione alla **temperatura**.

Un diodo Laser, ad una temperatura di **25 gradi**, poteva innescarsi a **72 milliamper** e si **distruggeva** sugli **80 milliamper**.

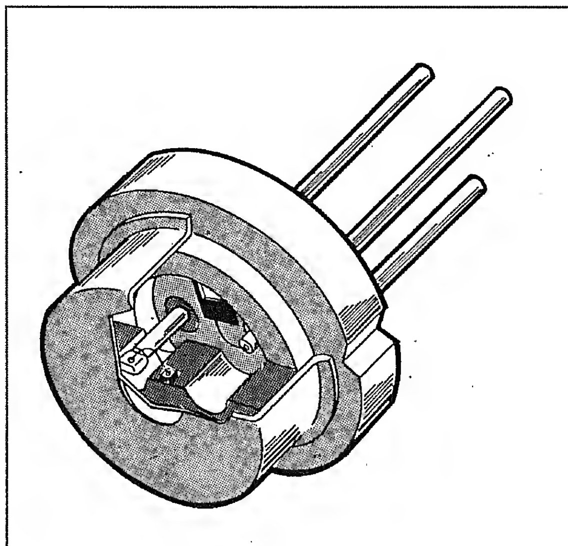
Un identico diodo, con identica sigla e della stessa Casa Costruttrice, si innescava invece a **74 milliamper** e si **distruggeva** a **82 milliamper**.

Pertanto, se dopo aver realizzato un progetto ed averlo tarato per erogare in uscita una potenza luminosa di **5 milliwatt** decideste di sostituire il diodo Laser con uno che porta una **identica sigla**, dovreste sempre **tarare nuovamente** la sua potenza luminosa per non correre il rischio di **bruciarlo.**

## FOTODIODO E TEMPERATURA

Il **fotodiodo** presente all'interno del diodo Laser deve sempre essere collegato ad un appropriato circuito di controreazione, che provveda molto velocemente a variare la **corrente di assorbimento**, in modo da mantenere **costante** la potenza luminosa al variare della **temperatura**.

In pratica, se la potenza luminosa dovesse **salire** oltre i **5 milliwatt**, il circuito di controreazione dovrà ridurre la corrente di alimentazione, se, invece, la potenza luminosa dovesse **scendere** sotto ai **5 milliwatt**, il circuito di controreazione dovrà **aumentare** la corrente di alimentazione.



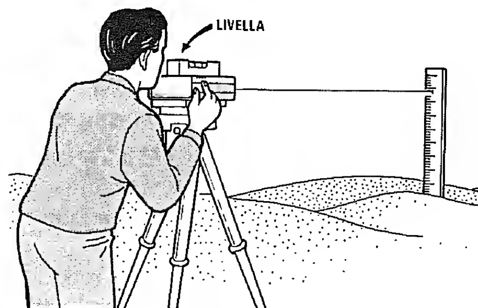



**Fig.11 Disponendo di un puntatore Laser che non richieda alimentazioni esterne, potrete portarlo anche in terreni lontani da centri abitati per effettuare dei controlli di livello.**

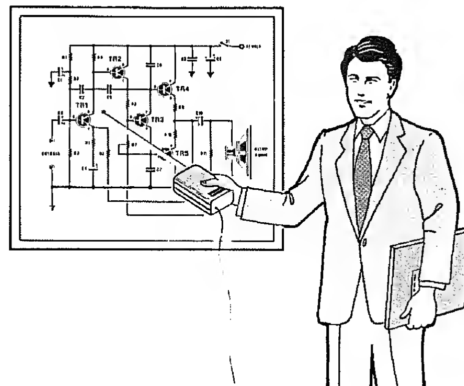


**Fig.12 Questo strumento si rivelerà utile per evidenziare su tabulati, lavagne, quadri o sculture, i punti sui quali si desidera che il pubblico concentri la sua attenzione.**

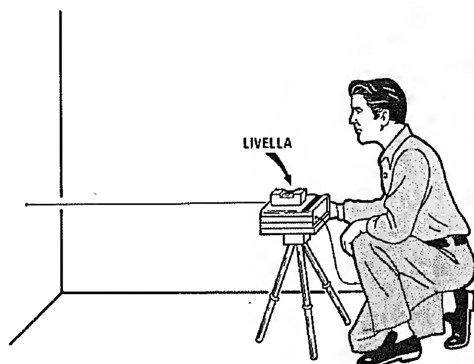
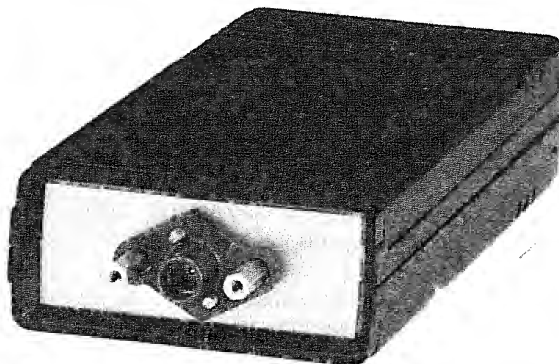



**Fig.13 Anche le imprese di costruzione potranno usare un puntatore Laser per tracciare, anche a notevole distanza, dei punti o delle linee perfettamente livellati.**

Fig.14 Sul pannello frontale di questo PUNTATORE a diodo Laser troveranno posto il supporto per l'obiettivo e le due torrette in ottone necessarie per sostenere il tester ottico, quando vi accingerete a tararlo per la sua massima potenza.



## PROGETTO di un PUNTATORE LASER da 5 mW LX.1089

Dopo avervi illustrato tutti i punti deboli dei **diodi Laser**, vi proponiamo uno schema professionale altamente affidabile, che potrete utilizzare per fare tantissime ed interessanti esperienze.

Questo circuito, **non modulabile**, è stato dotato di una più efficace controreazione che provvederà a mantenere costante la **potenza luminosa** del diodo Laser al variare della temperatura.

Il doppio stadio di alimentazione presente in questo circuito, fa sì che, all'atto dell'accensione, i **7,5 volt** (vedi TR1) necessari per alimentare i tre operazionali IC3-IC2/A-IC2/B giungano a questi stadi molto velocemente, mentre **i 5,8 volt** necessari per alimentare il diodo Laser giungano con un **ritardo** di **1,5 millisecondi** circa.

Così facendo, quando il Laser si innescherà, la controreazione risulterà già operante.

All'atto dello spegnimento, si verificherà la condizione opposta, ovvero verrà tolta velocemente la tensione al diodo Laser e, dopo pochi millisecondi, quella sul circuito di controreazione.

Non tentate mai di disegnare un **circuito stampato** personalizzato, perchè fino a quando non avrete acquisito una certa pratica, sarà meglio che procediate con cautela e ciò, non per mettere in dubbio le vostre qualità di disegnatori, ma perchè, senza un'adeguata strumentazione, non è possibile verificare se un circuito autooscilla o se il fotodiodo di controreazione funziona correttamente.

Vi sono ad esempio delle piste che è necessario tenere **molto corte**; una di queste è la pista che partendo dal **piedino 1** (piedino del fotodiodo interno al diodo Laser) va a congiungersi al **piedino 5** dell'operazionale **IC2/A**.

Se questa pista risulta molto lunga, potrebbe captare degli impulsi di scariche elettriche irradiate da qualche apparecchiatura posta in prossimità del circuito stampato.

Poichè questa pista è collegata sull'ingresso dell'operazionale **IC2/A** che controlla la **potenza luminosa** del diodo Laser, è ovvio che questi disturbi amplificati provocherebbero una repentina variazione della potenza luminosa, che lo distruggerebbe.

Anche se constaterete che il corpo di un diodo Laser rimane **freddo**, è ugualmente necessario inserirlo entro un portaobiettivo **metallico**, che fisserete su una piccola lastra di alluminio, in modo da mantenere **costante** la sua temperatura.

A proposito del **portaobiettivo**, si tratta di un componente assolutamente necessario, perchè senza un obiettivo idoneo per diodi Laser, non riuscirete mai ad ottenere il piccolo **punto luminoso** richiesto.

Abbiamo sottolineato "obiettivo per diodi Laser", per farvi capire che, se inserirete altri obiettivi prelevati, ad esempio, da tubi Laser Elio/Neon, non riuscirete mai a focalizzare il fascio.

Infatti, abbiamo già accennato al fatto che il diodo Laser non emette un fascio circolare, ma ellittico, quindi le lenti inserite in questo obiettivo devono correggere questo "**errore**" e, allo stesso tempo, devono lasciar passare tutte le radiazioni sulla lunghezza d'onda dei **670-680 nanometri**, con un **minimo** di attenuazione.

La maggior difficoltà che abbiamo incontrato nel realizzare questo progetto, non riguarda la parte elettronica, ma la parte **ottica**. Inizialmente, da più parti, ci erano stati proposti obiettivi per diodi Laser che abbiamo subito scartato, perchè non idonei.

Molti di questi proiettavano una **riga** larga diversi centimetri anzichè un **punto**, altri invece disponevano di lenti che **attenuavano** la luminosità di un **60-70%**.

In pratica, applicando sull'ingresso di questi obiettivi una potenza luminosa di **5 milliwatt**, in uscita erano presenti soltanto **1,5-1,8 milliwatt**.

Abbiamo tentato di acquistare **obiettivi costosissimi**, sperando così di ottenere una maggiore resa, ma ci siamo accorti che quello che pagavamo esosamente era il solo supporto meccanico e non la qualità delle lenti.

Per questo motivo abbiamo deciso di farci costruire un obiettivo personalizzato, idoneo per diodi Laser, provvisto di lenti di qualità per ridurre al minimo le attenuazioni della luminosità.

## SCHEMA ELETTRICO

Lo schema elettrico del circuito che vi proponiamo è visibile in fig.15.

Iniziamo a descrivervelo dallo stadio più **importante** per un circuito a diodi Laser, cioè quello della **controreazione**.

Dal cursore del trimmer, siglato **R8**, preleveremo una tensione positiva compresa tra **1,2-2,5 volt** che, applicata sul piedino non invertente dell'operazionale **IC3**, vi permetterà di ottenere sulla sua uscita una tensione sufficiente per far accendere il diodo Laser alla sua **minima** potenza luminosa, in modo da rendere subito operante il **fotodiodo** contenuto nel suo corpo.

Vorremmo a tal proposito far presente che l'operazionale **IC3** è un **C/Mos TS.271/CN** programmabile in corrente, che non ha equivalenti, quindi **non tentate** di sostituirlo con altri operazionali anche se compatibili come zoccolatura.

Il trimmer multigiri **R6** collegato tra l'uscita dell'operazionale IC3 e l'ingresso non invertente (piedino 5) di **IC2/A**, vi permetterà, in fase di **taratura**, di accendere il diodo Laser alla sua **massima** potenza luminosa.

Regolata la potenza sui **5 milliwatt**, questa verrà mantenuta stabile dal **fotodiodo** collegato sul **piedino 5** dell'operazionale IC2/A.

Poichè non per tutti potrebbe essere comprensibile come funziona questo circuito di controreazione, cercheremo di spiegarlo con un semplice esempio.

Se sul Collettore del transistor TR3 metteste, in sostituzione del diodo Laser, una comune lampadina a filamento (vedi fig.16), potreste regolarne la luminosità ruotando da un estremo all'altro il cursore del **trimmer** collegato alla sua Base.

Se ruoterete il cursore verso il massimo **positivo**, la Base del transistor, risultando **più** polarizzata, farà scorrere nel filamento una **maggiore** corrente e, di conseguenza, la lampadina si accenderà alla sua **massima luminosità**.

Se ruoterete il cursore a **metà corsa**, la Base del transistor risulterà **meno** polarizzata, quindi farà scorrere nel filamento una corrente **minore** che accenderà la lampadina con una **media luminosità**.

Se, infine, ruoterete il cursore verso **massa**, la lampada si **spegnerà**.

Se ora prendete un **fotodiodo** e lo ponete in prossimità di questa lampadina, questo verrà eccitato dalla sua intensità luminosa, quindi un **aumento** della luminosità della lampadina farà aumentare la corrente che scorre nella resistenza **R1**, mentre una **riduzione** della luminosità corrisponderà ad una riduzione della corrente che scorre su tale resistenza.

Ponendo un **voltmetro** in parallelo a tale resistenza, potrete rilevare una **variazione** di tensione proporzionale all'intensità luminosa (vedi fig.17).

Se in sostituzione della resistenza **fissa** venisse collocato un **trimmer**, potreste aumentare o ridurre il valore di tensione ai capi di tale resistenza, mantenendo invariata l'intensità luminosa della lampadina.

Una **maggior** resistenza corrisponderà ad un maggior valore di tensione e una **minor** resistenza ad un minor valore di tensione (vedi fig.18).

Questa tensione presente ai capi di tale resistenza, è quella che utilizzerete per controreazionare il diodo Laser.

**Importante**: anche se vi abbiamo proposto l'esempio di un voltmetro applicato sul **fotodiodo** (vedi fig.17), non dovrete **mai** effettuare questa prova perchè, applicando un tester su tale punto, immediatamente aumenterà la potenza luminosa del diodo Laser, che si distruggerà.

Ammesso che per le continue variazioni di **temperatura** o per altri motivi, il diodo Laser cerchi di aumentare la sua potenza luminosa, il **fotodiodo**, eccitato da una **maggiore** luminosità, **aumenterà** immediatamente la tensione positiva sul piedino **non invertente 5** di IC2/A.

Sul piedino d'uscita **7** dello stesso operazionale ritroverete così una maggiore tensione **positiva** che, entrando nel piedino **invertente 2** dell'operazionale **IC2/B**, provvederà a **ridurre** la tensione di polarizzazione sulla Base del transistor **TR3** e, così facendo, **diminuirà** la corrente di alimentazione al diodo Laser, **riducendone** la luminosità.

Se la potenza luminosa dovesse scendere sotto il valore di potenza da noi prefissato, il **fotodiodo**, eccitato da una **minore** luminosità, provvederà a **ridurre** la tensione sul piedino **non invertente 5** di **IC2/A**.

Sul piedino d'uscita **7** dello stesso operazionale, sarà presente una **minore** tensione **positiva** che, entrando nel piedino **invertente 2** di **IC2/B**, provvederà ad aumentare la tensione di polarizzazione sulla Base del transistor **TR3** e, così facendo, **aumenterà** la corrente di alimentazione del diodo La-

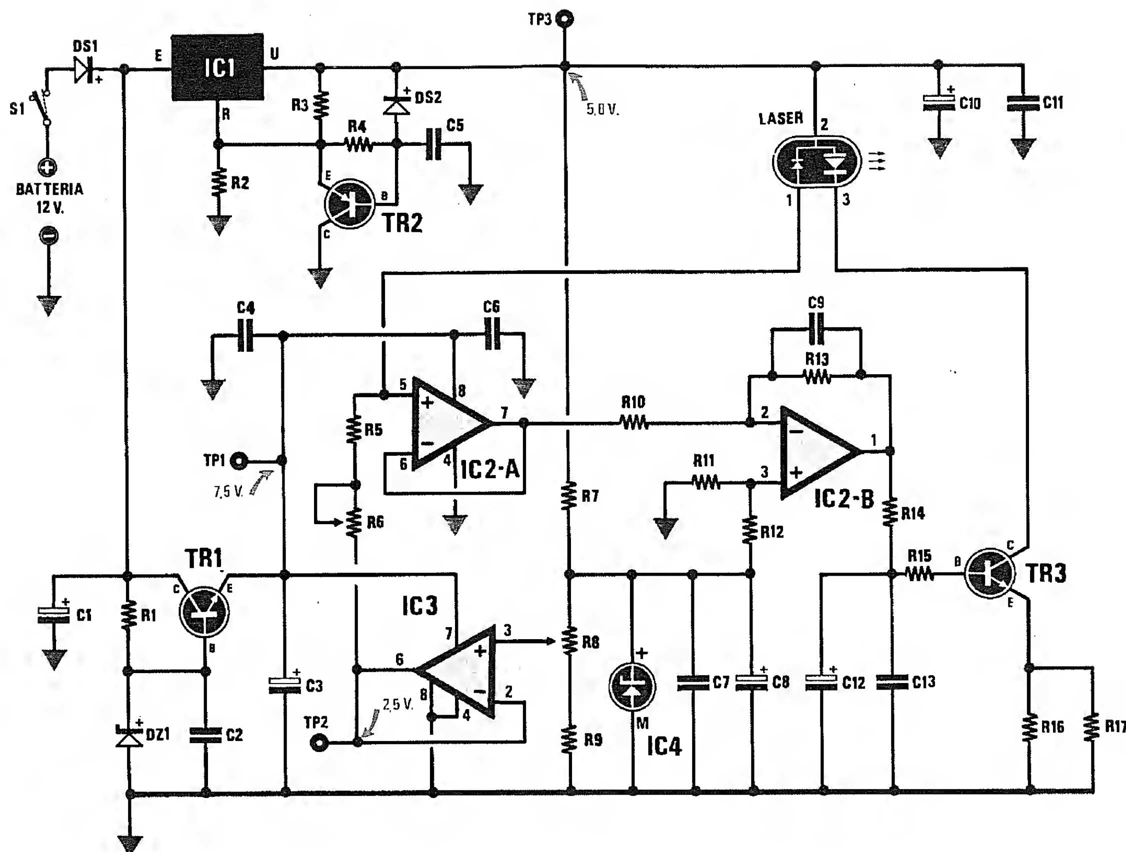



Fig.15 Schema elettrico del Puntatore a diodo Laser. Questo schema non può essere usato per la trasmissione di suoni o voci perchè NON è modulabile.

**ELENCO COMPONENTI LX.1089**

R1 = 1.000 ohm 1/4 watt
R2 = 820 ohm 1/4 watt
R3 = 220 ohm 1/4 watt
R4 = 47.000 ohm 1/4 watt
R5 = 1.000 ohm 1/4 watt
R6 = 50.000 ohm trimmer multigiri
R7 = 5.600 ohm 1/4 watt
R8 = 10.000 ohm trimmer
R9 = 10.000 ohm 1/4 watt
R10 = 560 ohm 1/4 watt
R11 = 56.000 ohm 1/4 watt
R12 = 560 ohm 1/4 watt
R13 = 56.000 ohm 1/4 watt
R14 = 100 ohm 1/4 watt
R15 = 100 ohm 1/4 watt
R16 = 22 ohm 1/4 watt
R17 = 22 ohm 1/4 watt
C1 = 100 mF elettr. 16 volt
C2 = 100.000 pF poliestere
C3 = 10 mF elettr. 63 volt
C4 = 100.000 pF poliestere
C5 = 10.000 pF poliestere
C6 = 100.000 pF poliestere
C7 = 100.000 pF poliestere
C8 = 10 mF elettr. 63 volt
C9 = 10.000 pF poliestere
C10 = 10 mF elettr. 63 volt
C11 = 100.000 pF poliestere
C12 = 2,2 mF elettr. 63 volt
C13 = 100.000 pF poliestere
DS1 = diodo silicio 1N.4007
DS2 = diodo silicio 1N.4148
DZ1 = zener 8,2 volt 1 watt
TR1 = NPN tipo BC.337
TR2 = PNP tipo BC.327
TR3 = NPN tipo BC.337
LASER = tipo HL6711G
o TOLD.9201
IC1 = integrato LM.317
IC2 = integrato LM.358
IC3 = integrato TS.271CN
IC4 = integrato REF25Z
S1 = interruttore

ser e, di conseguenza, anche la luminosità.

Il segreto per riuscire ad accendere un diodo Laser alla **massima luminosità**, senza correre il rischio di **danneggiarlo**, sta soltanto nell'efficienza di questo stadio di controreazione.

Se questo stadio di controllo risultasse lento o non adeguatamente smorzato, se avesse tendenza ad autooscillare all'atto dell'accensione e dello spegnimento, o non fosse in grado di rilevare anche dei **piccolissimi** aumenti o riduzioni di **luminosità**, il diodo Laser potrebbe ricevere, anche per pochi secondi, una corrente superiore a quanta ne può sopportare e così si distruggerebbe immediatamente.

Il circuito Laser che vi abbiamo presentato può essere alimentato da una qualsiasi tensione continua intorno ai **12 volt**.

Ricordate che tutto il circuito assorbe in media **90 milliamper**, quindi le 8 pile da 1,5 volt utilizzate per l'alimentazione, se di buona qualità, potranno garantirvi una autonomia di funzionamento ininterrotto di circa **24 ore**.

Questo Laser potrebbe essere alimentato anche dai **12 volt** prelevati dalla batteria di un'auto, ma ricordate di **non metterla mai in moto** con il Laser collegato, perchè le extratensioni e tutti gli impulsi spurii generati dalla **bobina AT** e dalle **candele**, distruggerebbero immediatamente il diodo Laser.

## REALIZZAZIONE PRATICA

Questo progetto va montato sul circuito stampato a doppia faccia a fori metallizzati, siglato LX.1089.

Nel disegno pratico di fig.20, potete vedere come dovrete disporre tutti i componenti, tenendo presente che il diodo Laser andrà montato solo dopo aver eseguito l'operazione di **pretaratura**.

I primi componenti che dovrete montare, saranno i due zoccoli per gli integrati.

Saldati tutti i piedini degli zoccoli, monterete le resistenze, poi i condensatori ceramici e i poliestere.

A questo punto, potrete inserire il diodo in plastica **DS1**, rivolgendo la **riga bianca** presente sul suo corpo verso il condensatore elettrolitico C1 ed il diodo in vetro **DS2** in prossimità del condensatore elettrolitico C10.

Se sul corpo del diodo DS2 che vi forniremo non è presente una sola fascia nera, ma quattro fasce di colore **giallo-marrone-verde-nero**, dovrete necessariamente rivolgere la **fascia gialla** verso il condensatore C10.

Per quanto riguarda il diodo zener DZ1, la sua **fascia nera** andrà rivolta verso il trimmer R8.

Terminata questa operazione, potrete inserire il trimmer R8, poi il trimmer multigiri R6, ruotando, ancor prima di saldarne i terminali, la piccola vite posta in alto, in modo da portare il suo cursore a **metà corsa**.

Dal momento che questo trimmer è da **50.000 ohm**, dovrete ruotare tale vite fino a leggere tra il terminale **centrale** ed uno dei due **laterali**, una resistenza da **25.000 ohm** circa.

Vi facciamo presente che il **cursore** del **trimmer R6** scorre internamente su una sottile vite, quindi, se arrivati a fine corsa la forzerete, potreste danneggiarne la filettatura.

I successivi componenti che dovrete montare saranno i condensatori elettrolitici, che collocherete sullo stampato rispettando la polarità dei due terminali.

Se sull'involucro di questi condensatori non è indicato quale dei due terminali è quello **positivo**, lo potrete subito individuare, perchè il suo terminale è **più lungo** dell'opposto terminale negativo.

A questo punto, potrete prendere i due transistor **TR1-TR3** ed inserirli nello stampato, rivolgendo la **parte piatta** del loro corpo verso il basso, mentre **TR2** dovrà essere inserito rivolgendo la sua parte piatta verso il trimmer **R6**, come chiaramente visibile nello schema pratico di fig.20.

Nel caso del piccolo integrato **IC4**, cioè il diodo zener di precisione siglato **REF.25**, la **parte piatta** del suo corpo andrà rivolta verso il basso.

Dovrete invece orientare verso la resistenza R3 il **lato metallico** del corpo dell'integrato **LM.317**, da noi siglato **IC1**.

Completato il montaggio dei componenti, dovrete inserire negli zoccoli i due integrati **IC2-IC3** rivolgendo la tacca di riferimento a forma di **U** verso il basso.

Come vi abbiamo già accennato, il diodo Laser andrà collegato sullo stampato solo dopo aver pretarato i due trimmer **R8-R6**.

Sui due terminali posti a sinistra contrassegnati con i segni **+/-**, andranno collegati i fili della **presa pila**, cercando di non invertirne i colori.

Il filo **rosso** andrà fissato sul terminale **positivo**, mentre il filo **nero** sul terminale **negativo**.

Il circuito stampato andrà fissato all'interno del mobile utilizzando le due viti autofilettanti presenti nel kit.

Prima di fissare lo stampato, dovrete controllare che i due distanziatori plastici presenti nella parte posteriore del mobile, non impediscano alla scatola di chiudersi una volta inserito il portapile.

Se non dovesse chiudersi, si renderà necessario **abbassarli** con l'aiuto di una lima, oppure appoggiandoci sopra la punta del saldatore.

Per alimentare questo circuito dovrete acquista-

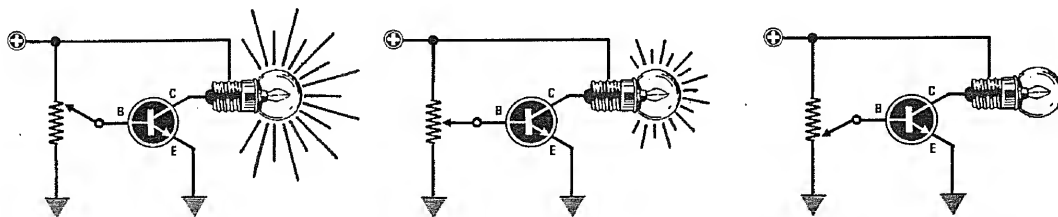



Fig.16 Per regolare la corrente di assorbimento del diodo Laser in modo da ottenere in uscita una potenza luminosa sui 5 milliwatt, utilizzerete il transistor TR3. Ponendo sul suo collettore una comune lampadina a filamento e polarizzando la sua Base con una tensione più o meno positiva, potrete regolare la sua intensità luminosa.

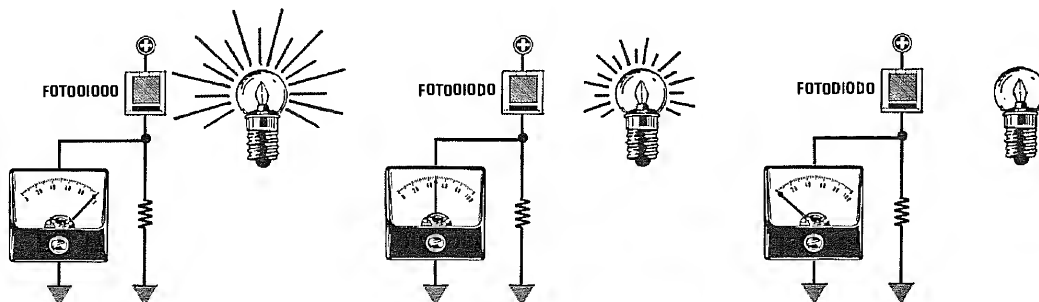



Fig.17 Se prendete un circuito composto da un fotodiodo, una resistenza ed un voltmetro e lo ponete in prossimità della lampadina, noterete che il voltmetro rileverà una tensione che risulterà proporzionale all'intensità luminosa della lampadina.

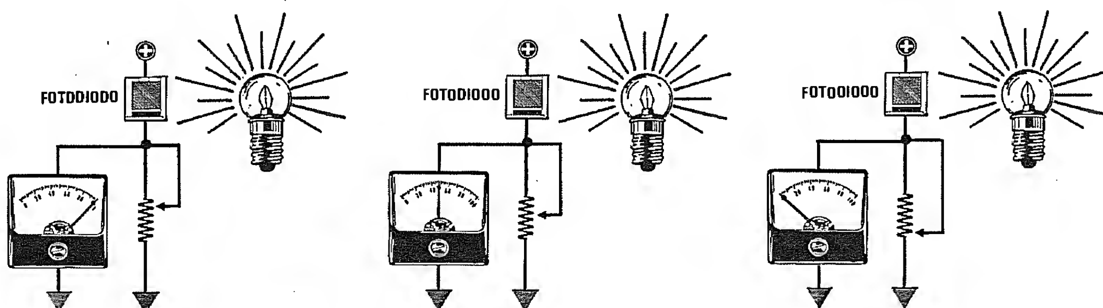



Fig.18 Se in sostituzione della resistenza fissa posta in serie al fotodiodo, metteste un trimmer, potreste aumentare o ridurre il valore di tensione, pur mantenendo la luminosità della lampada alla sua massima potenza. Il fotodiodo presente all'interno del diodo Laser viene utilizzato per ottenere questa tensione di controllo.

re **8 pile** tipo stilo da **1,5 volt**, che inserirete nel portapile, orientando il lato positivo e negativo così come disegnato all'interno del loro vano.

A pile inserite, sui due terminali presenti in questo contenitore plastico dovrete rilevare una tensione di **12 volt**.

## TARATURA

L'operazione di taratura deve essere eseguita **scrupolosamente** come spiegato qui di seguito:

**1°** - Il circuito andrà **pretarato** senza il diodo Laser.

**2°** - Applicata l'alimentazione, controllate con un tester se sull'uscita dell'integrato stabilizzatore **IC1** (vedi TP3) risulta presente una tensione di **circa 5,8 volt** e sull'emettitore del transistor **TR1** (vedi TP1) una tensione di **circa 7,5 volt**.

Una piccola differenza di qualche **centinaia** di millivolt non pregiudica il funzionamento del Laser.

**3°** - Collegate i puntali del tester sul terminale **TP2** e sulla **massa**, poi ruotate il cursore del **trimmer R8** fino a leggere una tensione di circa **2,5 volt**.

**4°** - Saldate provvisoriamente una resistenza da **47.000 ohm** sulle piste **1-2** (vedi fig.19) lasciando lunghi i suoi terminali, poi su questi applicate il tester e ruotate il cursore del trimmer **multigiri R6** fino a leggere una tensione di **circa 1,6 volt**.

Questa misura è molto **importante**, perchè vi conferma che il **trimmer R6** è stato ruotato per la sua **massima** resistenza.

Accendendo il diodo Laser con **R6** alla sua **minima resistenza**, ne provochereste l'immediata accensione per la sua **massima potenza luminosa** e, di conseguenza, lo danneggereste.

**5°** - Effettuata questa misura, dissaldate la resistenza da **47.000 ohm** dalle piste **1-2** (vedi fig.19).

**6°** - Se calzate delle scarpe con le **suole di gomma** o di altro materiale sintetico, cambiatele con altre con **suole di cuoio**, poi avvolgete attorno ad un polso due o tre giri di filo di rame nudo flessibile e ponete l'altra estremità di tale filo a **terra.**

Questo collegamento è **indispensabile** per scaricare a terra eventuali **cariche elettrostatiche** sempre presenti nel nostro corpo.

**7°** - Se il vostro saldatore è ad alta tensione, cioè funziona direttamente con i **220 volt** della rete, collegate ad una **terra** il suo corpo, per evitare che pic-

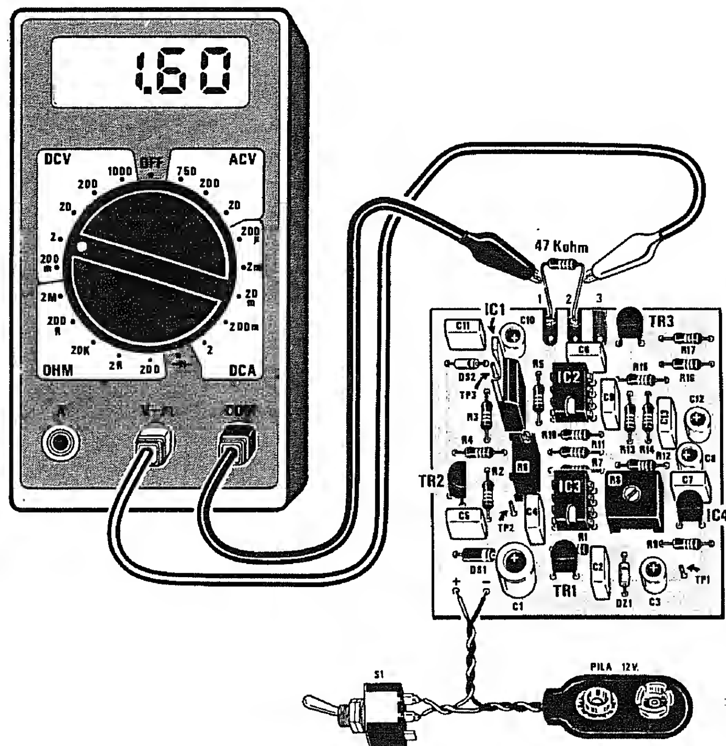



**Fig.19 Prima di fissare il diodo Laser sullo stampato dovrete pretarare il trimmer R8 e R6. Dopo aver pretarato il trimmer R8, dovrete saldare una resistenza da 47.000 ohm sulle piste 1-2, poi ruotare il cursore del trimmer R6 fino a leggere sul tester una tensione di circa 1,6 volt.**

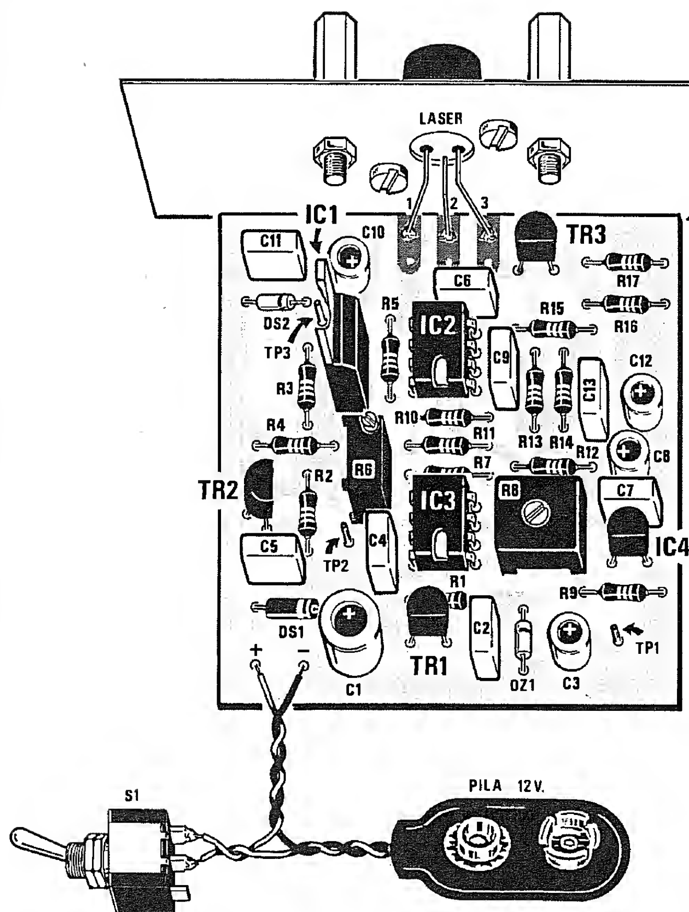
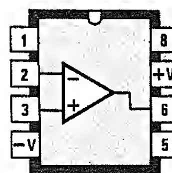
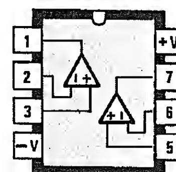
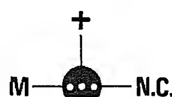
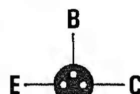


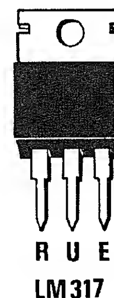

Fig.20 Connessioni viste da sopra dell'integrato TS.271/CN e LM.358. Le connessioni di REF.25Z e BC.337 sono viste da sotto, mentre quelle dell'integrato LM.317 sono viste tenendo la parte metallica sul retro del corpo.



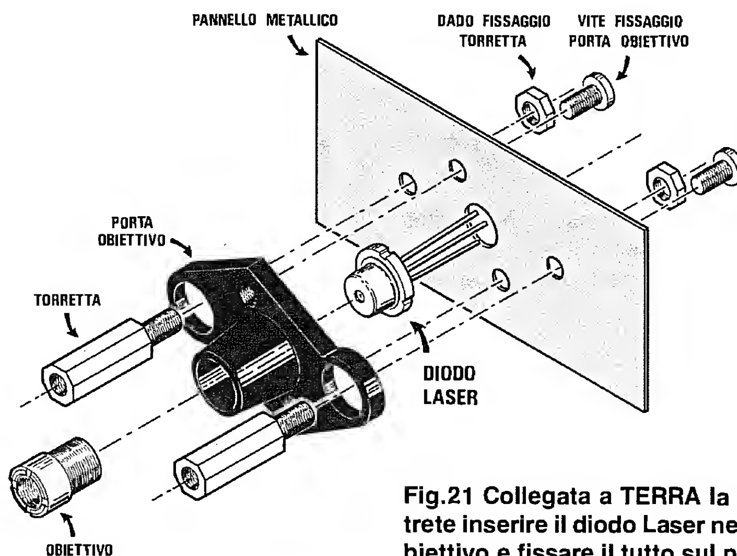




Fig.21 Collegata a TERRA la vostra mano, potrete inserire il diodo Laser nel vano del portaobiettivo e fissare il tutto sul pannello in alluminio del mobile. Le due torrette in ottone vi serviranno per fissare il tester ottico.

cole dispersioni di tensione si scarichino sui terminali del diodo Laser.

I saldatori più idonei per saldare i diodi Laser sono quelli a **bassa tensione**, cioè quelli che funzionano con **12-24-48 volt**.

**8°** - Con la mano **collegata a terra**, prendete il diodo Laser ed infilate il suo corpo entro la sede del **portaobiettivo**, evitando di toccare i terminali, poi, sopra a questo ponete il pannello frontale del mobile e centrate il foro sulla parte posteriore del diodo, fissando tutto con due viti.

**9°** - Sul pannello frontale applicate le due torrette di ottone lunghe esattamente **15 mm** e bloccatele con due dadi.

**10°** - Fissate con due viti autofilettanti il circuito stampato all'interno del mobile plastico, poi infilate nelle due guide presenti nel mobile il pannello frontale in alluminio con sopra già fissato il **portaobiettivo**.

**11°** - Controllate attentamente che i tre terminali del diodo siano disposti a **V**, cioè al centro si abbia il piedino **2**, a sinistra il piedino **1** e a destra il piedino **3**.

Se i terminali venissero **rovesciati**, sulla sinistra si avrebbe il piedino **3** del diodo Laser e sulla destra il piedino **1** del **fotodiodo**, condizione questa che danneggerebbe il diodo Laser non appena gli fornirete tensione.

**12°** - Il primo terminale da saldare sulla pista del circuito stampato è quello **centrale**, cioè il numero **2**, dopodichè potrete indifferentemente saldare gli altri due piedini **1-3**.

**13°** - Terminata questa operazione, dovrete fissare sulle due torrette il kit LX.1088, cioè quello del **tester ottico** dopo aver tolto l'**obiettivo** (vedi fig.29).

**14°** - A questo punto potrete toglievi il bracciale di rame dal polso, perchè una volta saldati i terminali sulle piste non c'è più il pericolo di danneggiare il diodo Laser.

**15°** - Collegate ai terminali di uscita del **tester ottico** un tester digitale o analogico posto sulla portata di **10-15 volt CC** e a questo punto potrete alimentare **il** vostro diodo Laser.

**16°** - Con un cacciavite ruotate lentamente il **trimmer R8** fino a quando non vedrete il diodo Laser **accendersi**. In queste condizioni, sul tester si leggerà una tensione compresa tra **0,5-0,7 volt**.

**17°** - Ottenuta l'accensione del diodo Laser, **non toccate** più il **trimmer R8**.

**18°** - Con un cacciavite **ruotate** lentamente il cursore del **trimmer multigiri R6** e, così facendo, vedrete sul tester che il valore della **tensione** salirà.

Nei primi giri la tensione **aumenterà** molto leggermente, cioè da **0,7** passerà a **0,8-0,9**, poi quando supererete i **3 volt**, noterete che con piccole rotazioni si otterranno **elevati** sbalzi di tensione, cioè da **3 volt** si passerà a **3,5-4-4,5 volt**.

**19°** - Raggiunti i **4,5 volt**, dovrete ruotare tale trimmer **molto lentamente**, perchè sui **5 volt** dovrete necessariamente fermarvi.

**20°** - Una tensione di **5 volt** corrisponde ad una **potenza** luminosa di **5 milliwatt** con già considerato un **10%** in meno per motivi di sicurezza.

Anche se lavorerete con una potenza di soli **4,6-4,7 milliwatt** anzichè **5 milliwatt**, non rileverete nessuna differenza sulla **luminosità.**

**21°** - Se ruotando il **trimmer R6** non riuscirete a superare i **4 volt**, dovrete nuovamente ritoccare il **trimmer R8**, ma poichè questa operazione se non eseguita correttamente può risultare **pericolosa,** vi consigliamo di procedere come qui sotto indicato.

**22°** - Ruotate in senso **inverso** il trimmer **R6** in modo da ridurre al **minimo** la luminosità del diodo Laser, cioè fino a leggere sul tester una tensione di **0,7-0,8 volt.**

**23°** - A questo punto, ruotate leggermente la tensione dai **0,7-0,8 volt** attuali a circa **0,9-1,0 volt.**

Ruotate quindi **il trimmer R6** fino a leggere sul tester **5 volt**.

**24°** - Tarato il Laser sulla potenza richiesta, potrete togliere il tester ottico ed inserire l'**obiettivo.**

**25°** - Rivolgete ora il Laser verso una parete distante **5-10-15 metri**, e poichè il fascio non risulterà **focalizzato,** dovrete avvitare l'obiettivo nella sua sede fino ad ottenere un **piccolissimo** punto luminoso.

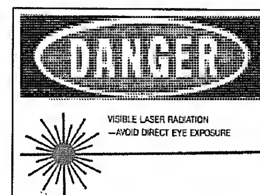



**Fig.22 Non puntate mai il "luminosissimo punto Laser" sugli occhi di una persona, perchè può risultare pericoloso. In particolare, se il punto colpisce un occhio per pochi secondi non accade nulla, mentre se viene mantenuto in posizione per un tempo prolungato può causare conseguenze gravi.**

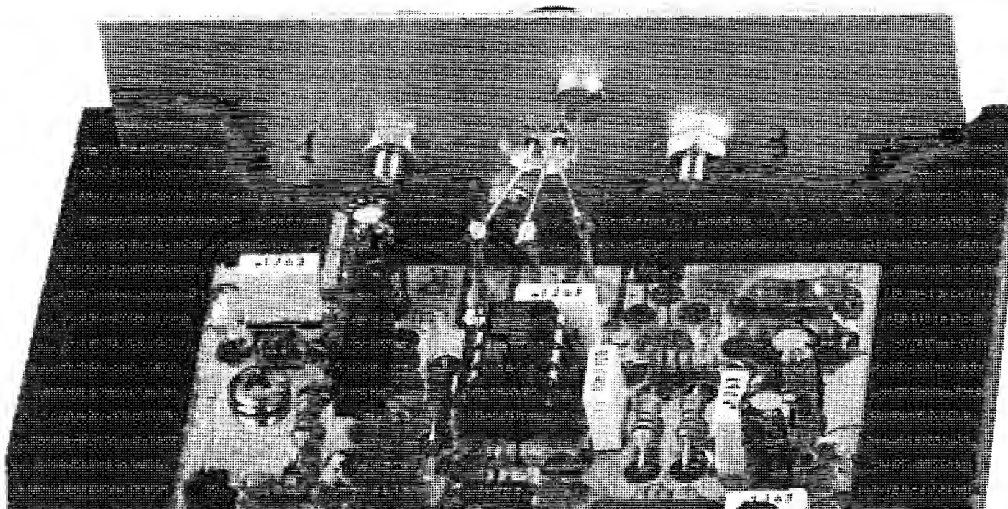


**Fig.23 Per saldare i tre terminali del diodo Laser sulle piste 1-2-3 presenti sul circuito stampato, dovrete ripiegarli leggermente, oppure saldarli su tre corti spezzoni di filo di rame che avrete saldato in precedenza sulle piste dello stampato.**

**Fig.24 Dopo aver pretarato i trimmer R8 ed R6 (vedi fig.19), con l'aiuto del tester ottico potrete ritarare il trimmer R8 in modo da leggere 0,5-0,7 volt, poi il trimmer R6 fino a leggere un massimo di 5 volt.**

Chi consiglia di tarare un diodo Laser regolando la corrente di assorbimento su un valore prefissato, probabilmente non ha **mai** montato nessun diodo in un circuito, perchè se l'avesse fatto, si sarebbe accorto che adottando questo sistema avrebbe distrutto il diodo nel giro di pochi secondi.

A differenza di qualsiasi altro semiconduttore del quale si deve controllare la **corrente** di assorbimento e la **tensione** di alimentazione per evitare di danneggiarlo, in un diodo Laser occorre soltanto controllare la sua **potenza luminosa**.

## CORRENTE E LUMINOSITÀ

In fig.26 è riprodotto il grafico di un diodo Laser in grado di erogare una potenza luminosa di **5 milliwatt**, per farvi capire come, al variare della **temperatura**, occorra automaticamente variare anche la corrente di alimentazione.

Precisiamo innanzitutto che se si **supera** la sua **massima potenza luminosa** di **5 milliwatt**, il diodo Laser si **danneggia** e, conseguentemente, dalla sua finestra non uscirà più un **fascio Laser**, ma una luce meno intensa simile a quella emessa da un normale **diodo led** di colore rosso.

Precisiamo che il termine **potenza 5 milliwatt**, si riferisce sempre alla potenza **luminosa** del fascio e non alla potenza **dissipata** dal diodo.

Guardando questo grafico potrete subito notare che per una temperatura di **25 gradi**, occorre far assorbire al diodo Laser una corrente di **78 milliamper**, per raggiungere la sua **massima** potenza luminosa di **5 milliwatt.**

Basta ridurre questa corrente di **pochi milliamper** per attenuare notevolmente la potenza luminosa; ad esempio se si scende sui **77 milliamper**, la potenza si riduce a **4 milliwatt**, se si scende verso i **76 milliamper**, la potenza si riduce a soli **3 milliwatt.**

Se si dovesse scendere sotto i **72 milliamper**, il diodo Laser si spegnerebbe.

Come potrete notare, bastano piccole **riduzioni** di corrente per ottenere ampie **attenuazioni**, ma purtroppo, bastano anche piccoli **aumenti** di corrente per superare la **massima potenza luminosa** e, se la si supera, il diodo Laser si brucia.

Quindi, se la corrente da **78 milliamper** salisse a **78,5 milliamper**, si sarebbe già superato il **limite massimo** dei **5 milliwatt**.

Ammettiamo che, per vari motivi, la temperatura da **25 gradi** scenda verso gli **0 gradi**.

Come potrete notare nel grafico di fig.26, per ottenere **5 milliwatt** a **0 gradi**, non dovrete superare i **68 milliamper**, perchè se si supera tale corrente il diodo Laser si brucerà.

Pertanto, se aveste tarato l'alimentatore per erogare **78 milliamper** e la temperatura dovesse scendere sugli **0 gradi**, dovreste ridurre alquanto velocemente la corrente di assorbimento per portarla sui **68 milliamper.**

Se la temperatura da **25 gradi** dovesse salire verso i **50 gradi**, dallo stesso grafico di fig.26, noterete che per ottenere una potenza di **5 milliwatt**, dovrete far scorrere nel diodo Laser una corrente di **90 milliamper**.

Pertanto, se aveste tarato l'alimentatore per erogare **78 milliamper** e la temperatura dovesse salire verso i **50 gradi**, il diodo Laser si **spegnerebbe**, essendogli necessari **82 milliamper** per innescarsi.

Come vi abbiamo dimostrato, per mantenere **costante** la potenza luminosa sui 5 milliwatt, occorrerà **diminuire** la **corrente** di alimentazione se la temperatura **scende** ed **aumentarla** se la temperatura **sale**, diversamente, potrete correre il rischio di **bruciarlo** o di **spegnerlo**.

Ciò che vi manca per poter tarare un qualsiasi circuito che utilizza un diodo Laser è uno strumento che vi permetta di valutare quale **potenza**

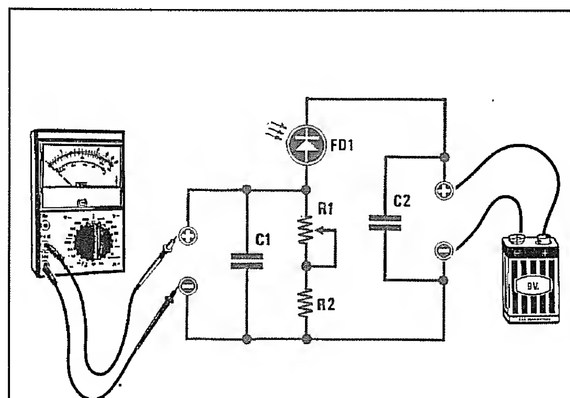



**Fig.25 Schema del tester ottico da utilizzare per tarare i diodi Laser.**

**ELENCO COMPONENTI LX.1088**

**R1 = 10.000 ohm trimmer**
**R2 = 18.000 ohm 1/4 watt**
**C1 = 100.000 pF poliestere**
**C2 = 100.000 pF poliestere**
**FD1 = fotodiodo tipo BPW.34**

luminosa esce dal diodo Laser una volta **innescato**.

Poichè nessuno potrà mai acquistare un costosissimo e sofisticato strumento di misura per diodi Laser, calibrato sulla lunghezza d'onda di **670-680 nanometri**, abbiamo pensato di realizzare un semplice ed economico tester ottico che vi forniremo **già tarato** e collaudato.

## LA MISURA DELLA POTENZA

Per poter misurare la **potenza luminosa** emessa da un diodo Laser, è necessario un **fotosensore** con un'ampia superficie, che risulti particolarmente sensibile alle radiazioni comprese tra **600** e **700 nanometri** e che non possa **saturarsi** anche se la sua superficie venisse colpita da una elevata intensità luminosa.

Il fotodiodo che abbiamo trovato più idoneo a questo tipo di applicazioni è il **BPW34**.

Come evidenziato nel grafico di fig.27, questo fotodiodo risulta sensibile a tutte le radiazioni comprese fra i **400 nanometri** ed i **1.000 nanometri**.

Il rendimento, ovviamente, varia al variare della lunghezza d'onda; infatti, a **400 nanometri** si aggira sul **18%**, a **500 nanometri** raggiunge il **40%**, mentre sulla lunghezza d'onda del **fascio Laser**, cioè sui **670 nanometri**, arriva ad un rendimento del **78%**, per raggiungere, infine, il rendimento del **100%** sulla lunghezza d'onda di **900 nanometri**.

Avere un rendimento del **78%** sulla lunghezza d'onda di **670-680 nanometri** è un vantaggio, perchè potrete far giungere sulla sua superficie un fascio Laser di elevata intensità senza correre il rischio di **saturarlo**.

Poichè anche i fotodiodi **BPW34** hanno una loro **tolleranza**, non era possibile proporvi il solo schema elettrico, ma dovevamo necessariamente fornirvi un circuito già montato e tarato.

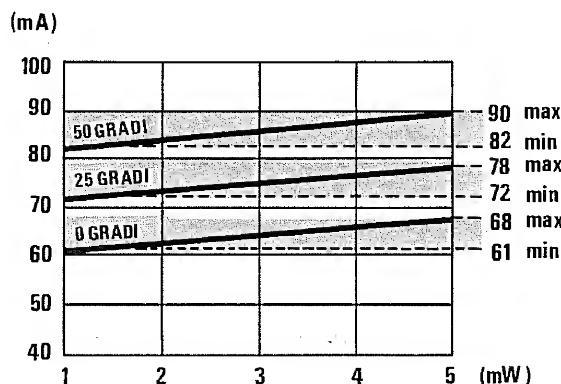
Una volta in possesso di un **tester tarato**, costruirne un secondo è molto più facile, perchè si ha già a disposizione una **misura campione** sulla quale fare affidamento.

Come visibile in fig.25, lo schema elettrico di questo **tester ottico** è molto semplice, perchè utilizza un solo fotodiodo **BPW34**, una resistenza ed un trimmer, che abbiamo **tarato** con una luce **Laser campione**, in modo da ottenere, ai suoi capi, un valore di **tensione** proporzionale alla sua **potenza luminosa.**

Puntando il fascio luminoso del diodo Laser sul fotodiodo **BPW34**, potrete tarare la sua potenza luminosa fino a leggere sul tester la tensione di **5 volt** necessari per alimentare un diodo di **5 milliwatt.**

Per ottenere una misura attendibile, è assolutamente necessario che il fotodiodo **BPW34** risulti posto ad una distanza di **15 millimetri** dal diodo Laser.

Se lo allontanerete o lo avvicinerete, anche di po-



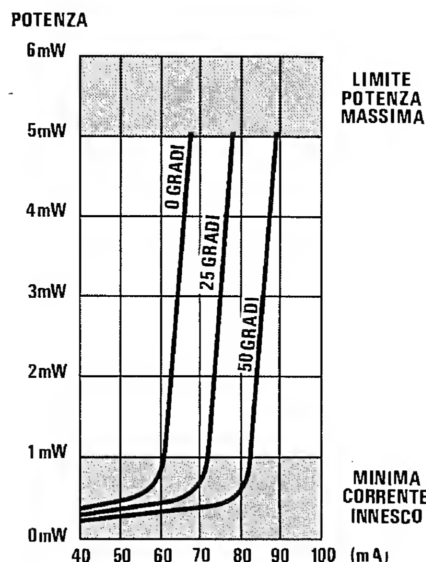




**Fig.26 Guardando questi due grafici, scoprirete che non è possibile tarare un diodo Laser regolando la sua corrente di assorbimento, perchè se la temperatura dovesse scendere o aumentare, il diodo potrebbe autodistruggersi o disinnescarsi. Per evitare che ciò avvenga, occorre tararlo controllando solo la sua potenza luminosa.**

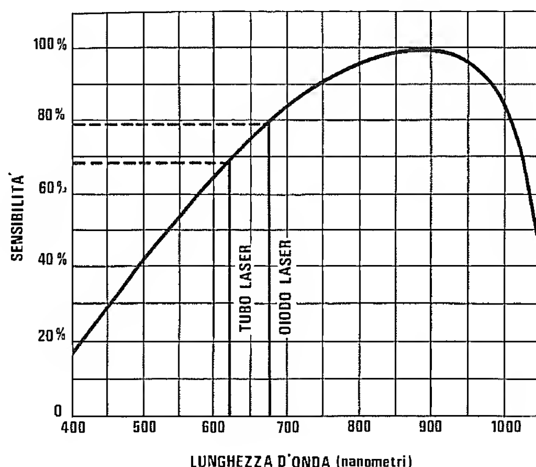



**Fig.27 Il fotodiodo BPW.34 usato nel nostro tester ottico, è sensibile a tutte le radiazioni comprese tra 400-1.000 nanometri. Come visibile nel grafico, questo fotodiodo risulta maggiormente sensibile alla luce emessa da un diodo Laser che a quella emessa da un tubo Laser.**

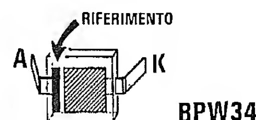



**Fig.28 Per individuare il terminale Anodo di un fotodiodo BPW.34, basterà guardare da che lato è posta la piccola linea "I" di riferimento.**

chi **millimetri**, varierà il valore della tensione.

Per questo motivo sul portaobiettivo del Laser vi faremo fissare due **torrette** in ottone tagliate su misura, sulle quali sistemerete il circuito stampato del nostro **tester ottico** come visibile in fig.29.

Quando effettuerete la taratura della potenza luminosa, dovrete sfilare l'obiettivo dal suo supporto, per permettere al **largo fascio** del diodo Laser di colpire tutta la superficie del fotodiodo **BPW34**.

Chi scrive che la taratura della **potenza luminosa** va effettuata ad una distanza di **30-40 cm** e con l'obiettivo **inserito**, sbaglia, per questi semplici motivi:

**1° -** Quando si accende un diodo Laser, difficilmente l'obiettivo risulta **focalizzato**, quindi, la superficie del **BPW34**, colpita da un **punto luminoso** più o meno grande, non vi permetterà di valutare l'esatta potenza luminosa emessa dal diodo Laser.

Se si rileverà una tensione **minore** di quella indicata, si cercherà di aumentarla e, così facendo, si correrà il rischio di superare i **5 milliwatt** massimi.

**2° -** Poichè non tutti utilizzeranno il nostro obiettivo, ma altri tipi, dotati di lenti di qualità mediocre o ancora peggio di plastica, difficilmente si conoscerà il reale fattore di **attenuazione**, quindi, non si saprà mai quale potenza luminosa fuoriuscirà da tale obiettivo.

A titolo informativo possiamo riportarvi le potenze luminose rilevate sull'**uscita** di quattro diversi obiettivi, applicando sull'ingresso una **potenza luminosa** di **5 milliwatt**:

**obiettivo lenti di qualità ......... 4,6 milliwatt**
**obiettivo lenti mediocri .......... 3,1 milliwatt**
**obiettivo lenti plastiche .......... 1,6 milliwatt**

Come potete notare, la differenza che intercorre tra obiettivo e obiettivo è troppo rilevante, quindi, se ne avete utilizzato uno che fa fuoriuscire una potenza luminosa di **1,6 milliwatt**, è ovvio che il **tester** vi indicherà una tensione minore di **2 volt**; se tenterete di aumentarla, brucerete il diodo Laser, perchè l'obiettivo **perde** una potenza di **3,4 milliwatt.**

Per questi motivi è sempre consigliabile controllare la potenza luminosa di un diodo Laser **senza obiettivo.**

Completata la taratura, potrete inserire l'obiettivo ed a questo punto, se farete delle prove a distanza con un **tester ottico**, ricordatevi che le tensioni che rileverete **non avranno** più alcun rapporto con la potenza emessa dal diodo Laser.

## 5 VOLT per 5 MILLIWATT

Il **tester ottico** che vi forniremo andrà fissato con due viti sulle **torrette** presenti nel trasmettitore (vedi fig.29), **tarando** la potenza luminosa emessa dal **diodo Laser** così come vi verrà spiegato in ogni nostro progetto. Il valore di tensione che dovrete leggere sul tester, per ottenere una potenza massima di **5 milliwatt**, è esattamente di **5 volt.**

**Importante** = Se supererete i **5,6 volt**, il diodo Laser si brucerà.

Per la misura della tensione, si potrà utilizzare un **tester digitale oppure un tester analogico.**

Eseguita la taratura, potrete togliere il vostro Tester per diodo Laser e riporlo in un cassetto per future misurazioni.

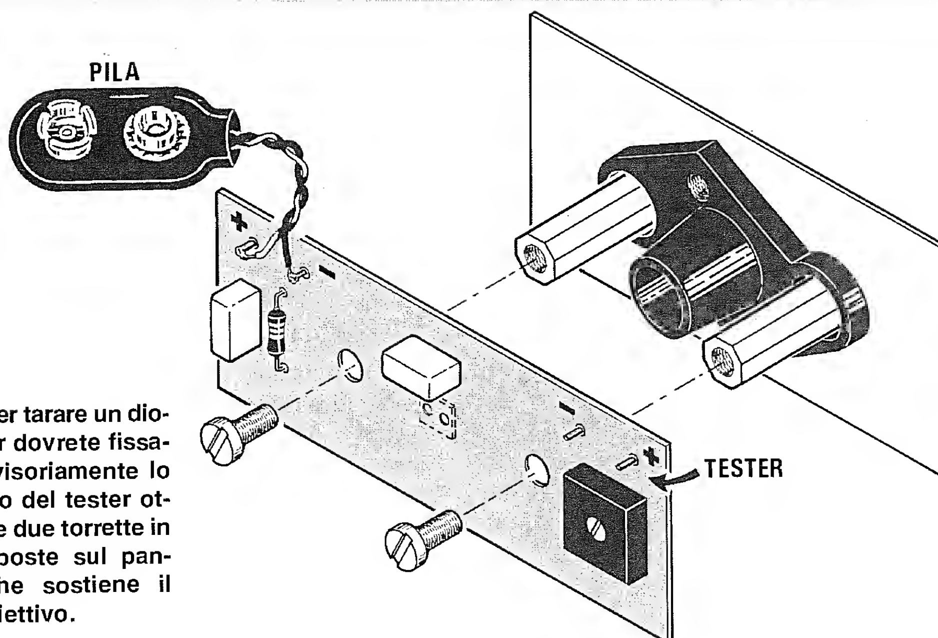



**Fig.29 Per tarare un diodo Laser dovrete fissare provvisoriamente lo stampato del tester ottico sulle due torrette in ottone poste sul pannello che sostiene il portaobiettivo.**

**Fig.30 Applicata una pila da 9 volt sui due terminali di sinistra ed un tester possibilmente digitale sui due terminali di destra, potrete tarare il vostro diodo Laser fino a leggere una tensione massima di 5 volt.**
**Importante: Se supererete i 5,6 volt, il diodo Laser si distruggerà.**

## REALIZZAZIONE PRATICA

Una volta in possesso del **Tester ottico** che vi abbiamo fornito già **tarato**, ne potrete costruire un **secondo** da tenere per riserva o da regalare ad un amico.

In questi casi basta richiederci il kit LX.1088 e montare sul circuito tutti i componenti come visibile nello schema pratico di figg.31-32.

Per **tarare** il vostro kit, dovrete applicare il nostro tester ottico sulle due torrette (vedi fig.30), leggere la tensione della **potenza luminosa** (normalmente 5 volt), poi togliere questo circuito, inserire quello da voi costruito e **ruotare** il trimmer **R1**, fino a leggere la stessa tensione, cioè **5 volt**.

Ad esempio, se applicando il nostro tester **già tarato** rileverete una tensione di **4,9 volt**, nel nostro kit dovrete ruotare il trimmer **R1** fino a leggere la stessa tensione, cioè **4,9 volt**.

## IMPORTANTE

Per la **taratura** usate sempre la distanza prefissata da queste due torrette in ottone.

In caso contrario, ricordate che, riducendo tale distanza leggerete valori di tensione **superiori**, mentre aumentandola leggerete valori di tensione **notevolmente inferiori**.

Potrete utilizzare questo tester ottico anche per i fasci emessi dai tubi laser **Elio/Neon**, ma **non** per valutare la loro **potenza luminosa**.

Infatti, il tester è stato tarato per ottenere una tensione di **5 volt**, per una potenza luminosa di **5 milliwatt**, sulla lunghezza d'onda di **670-680 nanometri**, con un fascio che copre **tutta** la superficie del fotodiodo **BPW34**, posto a **15 mm.** di distanza.

Sapendo che il fotodiodo **BPW34** è più sensibile alle radiazioni emesse sulla lunghezza d'onda dei **630 nanometri** (tubo Elio/Neon), è ovvio che, a parità di **potenza**, si otterranno due valori di tensione notevolmente inferiori, anche se il nostro occhio vedrà **più luminoso** il fascio emesso dal tubo Laser.

**Nota** = Nel **tester per diodi Laser** che vi forniremo già tarato, **NON TOCCATE** il trimmer presente nel circuito, perchè se ruoterete il suo cursore anche di pochi millimetri, non potrete più conoscere quale **potenza** eroga il Laser che dovrete **tarare**.

## PER REALIZZARE questi KIT

Tutti i componenti necessari per la realizzazione del kit LX.1089 ed il tester ottico LX.1088 già montato e tarato possono essere richiesti alla rivista:

**Nuova Elettronica**
**Via Cracovia N.19**
**40139 BOLOGNA**

**Nota: Il tester ottico vi verrà fornito già tarato, quindi "non ruotate" per nessun motivo il cursore del trimmer R1.**

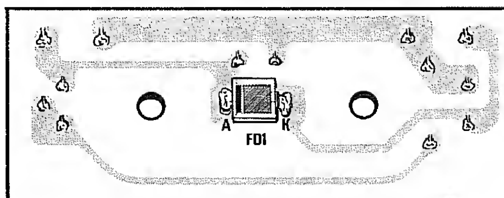



**Fig.31 Una volta in possesso di un tester ottico già tarato, ne potrete costruire un secondo, fissando sullo stampato LX.1088 il fotodiodo BPW.34 con il terminale A di riferimento rivolto verso sinistra.**

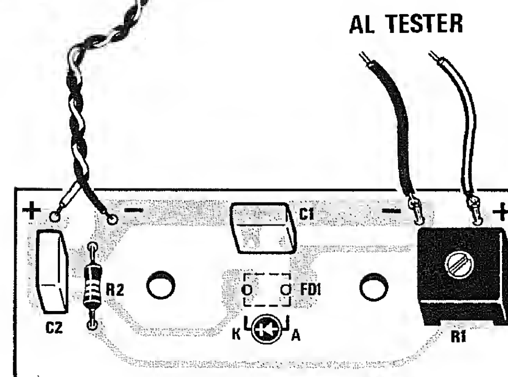



**Fig.32 Montati sul lato opposto dello stampato questi pochi componenti, potrete tarare il trimmer R1 prendendo come riferimento la tensione che il tester ottico che vi abbiamo fornito vi indicherà.**

# COLORE dei FOSFORI nei tubi a RAGGI CATODICI



Nei tubi a raggi catodici la **prima lettera** (nei tubi per TV possono esservi due lettere) indica il tipo di applicazione come qui sotto riportato:

**A = Tubi per monitor TV o videocitofoni**
**D = Tubi per oscilloscopi "mono traccia"**
**E = Tubi per oscilloscopi "doppia traccia"**
**F = Tubi per Radar**
**L = Tubi per oscilloscopi a memoria**
**M = Tubi per televisione**
**P = Tubi per proiezioni**
**MW = Tubi per TV in bianco/nero**
**MX = Tubi per TV a colori**

A questa lettera fa seguito un numero che indica a quanti **pollici** (1 pollice = 2,54 mm) corrispondono le dimensioni dello schermo in **diagonale** (vedi fig.1).

Nei vecchi tubi **rotondi** per oscilloscopi di tipo europeo il diametro veniva espresso in **centimetri**, quindi **D7** significava diametro di **7 cm** e **D10** diametro di **10 cm**.

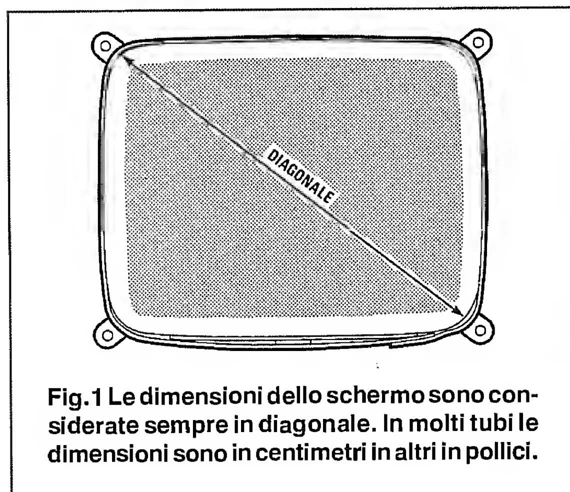



**Fig.1 Le dimensioni dello schermo sono considerate sempre in diagonale. In molti tubi le dimensioni sono in centimetri in altri in pollici.**

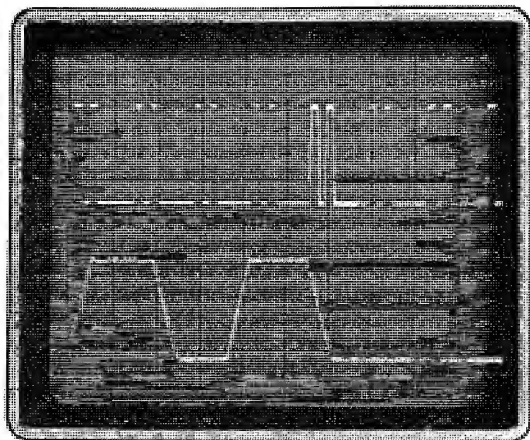
**Tempi Persistenza**

**cortissima = <1 micros.**
**corta = max. 10 micros.**
**medio corta = max 1 millis.**
**media = max 100 millis.**
**lunga = max 1 sec.**
**lunghissima = >1 sec.**

A questa sigla fanno seguito altre **due lettere**, ad esempio **D7-GH** o **D7-BE,** che indicano il colore dei **fosfori** e la **persistenza** della traccia, cioè se **molto corta - corta - medio corta - media - lunga** come riportato nella **Tabella n.1.**

**TABELLA N.1**

| Sigle I.E.C. | fosfori JEDEC | Fluorescenza colore | Persistenza | sigle vecchie |
|---|---|---|---|---|
| BA | = | Blu | molto corta | C |
| BE | P.11 | Blu | medio corta | B |
| BF | = | Blu/viola | medio corta | U |
| GE | P.24 | Verde | corta | K |
| GH | P.31 | Verde | medio corta | H |
| GJ | P.1 | Verde/giallo | media | G |
| GK | = | Verde/giallo | media | G |
| GL | P.2 | Verde/giallo | medio corta | N |
| GM | P.7 | Verde/giallo | lunga | P |
| GP | P.2 | Verde/blu | medio corta | = |
| GR | P.39 | Verde | lunga | = |
| GU | = | Bianco | lunga | = |
| GW | P.42 | Verde/giallo | media | = |
| KA | P.20 | Verde/giallo | medio corta | = |
| LA | = | Arancio | media | D |
| LB | = | Arancio | lunga | E |
| LC | = | Arancio | molto lunga | F |
| LD | P.33 | Arancio | molto lunga | L |
| LM | = | Arancio | medio corta | = |
| WA | = | Bianco | media | = |
| WB | P.45 | Bianco | media | = |
| WD | = | Bianco | media | = |
| WR | = | Bianco | medio corta | = |
| WW | P.4 | Bianco | medio corta | = |



# INTERFACCE ANTIRIMBALZO per integrati DIGITALI

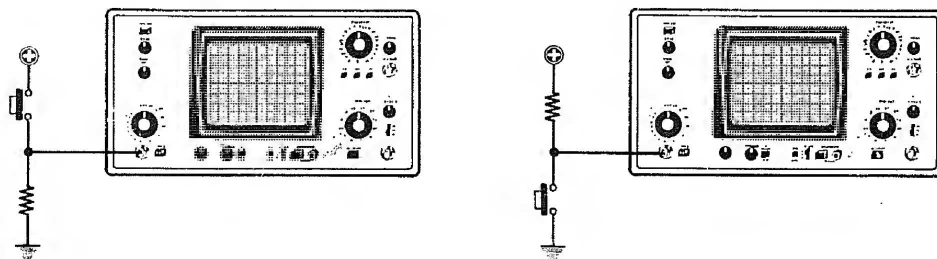


**Fig.1 Collegando un oscilloscopio ai capi della resistenza si potranno facilmente notare, ogniqualvolta si premerà o si lascerà il pulsante, quanti impulsi spurii appariranno sullo schermo. Queste velocissime microinterruzioni visibili sull'oscilloscopio sono captate anche dall'integrato che le "vede" e logicamente le conteggia.**

I contatti meccanici di un pulsante, di un interruttore oppure di un relè quando vengono cortocircuitati non effettuano un **immediato contatto**.

Prima di ottenere questa condizione essi effettuano tantissime e velocissime microinterruzioni che generano **impulsi spurii**.

Anche se utilizzate dei pulsanti costosi o dei relè con contatti dorati, risulteranno sempre presenti sia in apertura sia in chiusura del contatto qualche decina di **impulsi spurii**, che un qualsiasi integrato digitale, un TTL o un C/Mos, **conteggerà** come impulsi di comando.

Sapendo che un contatto può generare tante **microinterruzioni** per una durata di circa **3 millisecondi**, per evitare che l'integrato digitale le conteggi, occorre realizzare delle **interfacce** che, captato il **1° impulso**, ignorino i successivi impulsi di **rimbalzo.**

Le semplici interfacce **antirimbalzo** che vi proponiamo, captato il **1° impulso** rimarranno **insensibili** a tutti i successivi impulsi spurii per una durata di circa **10 millisecondi.**

Potremo comunque aumentare questo tempo di **insensibilità** fino ad un massimo di **15-20 millisecondi.**

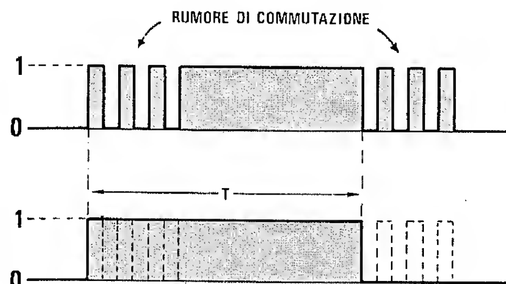



**Fig.2 Per impedire che questo "rumore di commutazione" venga conteggiato, è necessario interporre tra il pulsante ed il "contatore" una semplice interfaccia che, captato il primo impulso, rimanga forzatamente nella condizione logica richiesta e per un tempo sufficiente per non captare i successivi impulsi spurii.**

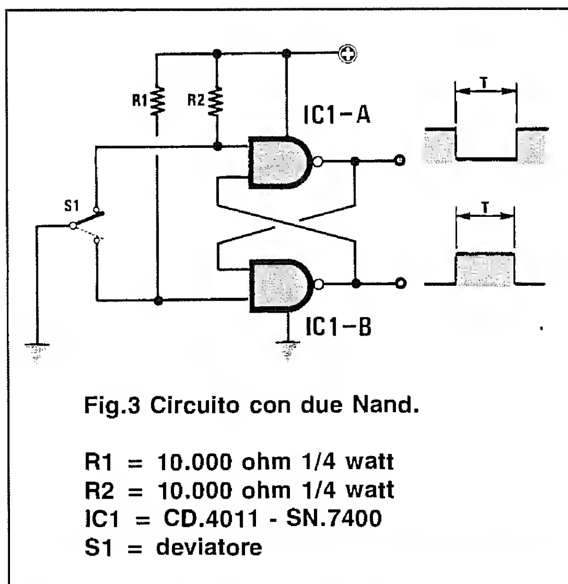



**Fig.3 Circuito con due Nand.**

**R1 = 10.000 ohm 1/4 watt**
**R2 = 10.000 ohm 1/4 watt**
**IC1 = CD.4011 - SN.7400**
**S1 = deviatore**

## ANTIRIMBALZO con 2 NAND

In fig.3 riportiamo lo schema di un circuito antirimbalzo per **relè** o **microswitch tipo deviatori**.

Quando il terminale centrale collegherà a **massa** l'ingresso del Nand IC1/A, sulla sua uscita sarà presente un **livello logico 0**, quando invece collegherà a **massa** l'ingresso del Nand IC1/B, sulla sua uscita sarà presente un **livello logico 1**.

Per questo circuito potremo usare degli integrati TTL tipo **SN.7400** oppure dei C/Mos tipo **CD.4011** o **CD.4093**.

Se utilizzeremo degli integrati TTL dovremo alimentare questa interfaccia con una tensione stabilizzata di **5 volt**.

Se utilizzeremo degli integrati C/Mos potremo alimentarla con una tensione compresa tra **5** e **15 volt**.

## ANTIRIMBALZO con 2 NOR

In fig.4 riportiamo lo schema di un circuito antirimbalzo per **relè** o **microswitch deviatori** che utilizza delle porte NOR.

Quando il terminale centrale collegherà al **positivo** di alimentazione l'ingresso del Nor IC1/A, sulla sua uscita risulterà un **livello logico 1**, quando invece collegherà a **massa** l'ingresso del Nor IC1/B sulla sua uscita risulterà un **livello logico 0**.

Per questo circuito potremo usare degli integrati TTL tipo **SN.7402** oppure dei C/Mos tipo **CD.4001**.

Utilizzando **l'**integrato TTL tipo **SN.7402**, che dovremo necessariamente alimentare con una tensione stabilizzata di **5 volt**, le due resistenze **R1-R2** dovranno avere un valore ohmico compreso tra **270-390 ohm**.

Utilizzando l'integrato C/Mos **4001**, che può essere alimentato con tensioni comprese tra **5-15 volt**, il valore delle due resistenze **R1-R2** andrà scelto in rapporto alla tensione di alimentazione.

Se alimentate il C/Mos con una tensione di **5 volt** potete utilizzare due resistenze da **5.600 ohm**, mentre se alimentate il C/Mos con una tensione di **12 volt** potete utilizzare due resistenze da **8.200-10.000 ohm**.

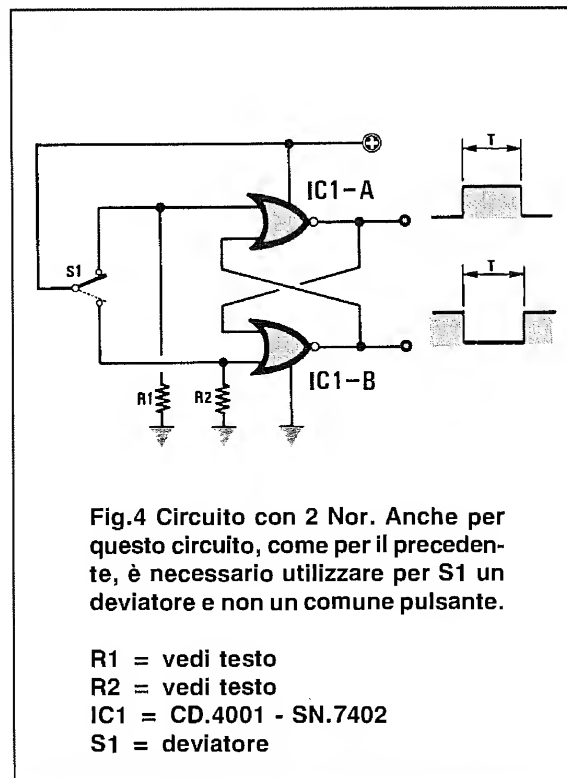
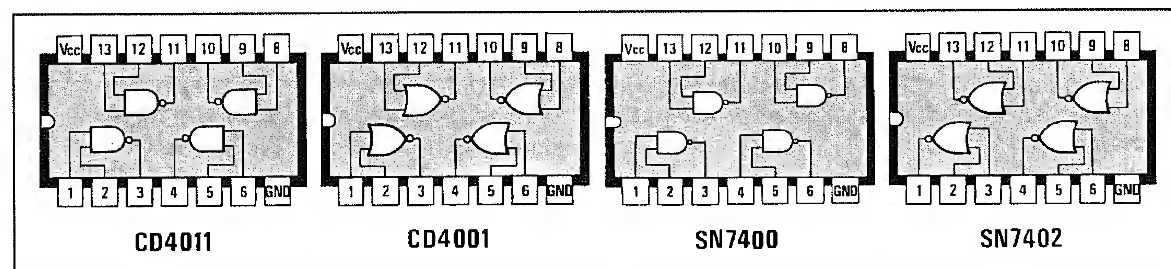



**Fig.4 Circuito con 2 Nor. Anche per questo circuito, come per il precedente, è necessario utilizzare per S1 un deviatore e non un comune pulsante.**

**R1 = vedi testo**
**R2 = vedi testo**
**IC1 = CD.4001 - SN.7402**
**S1 = deviatore**



## ANTIRIMBALZO con 1 INVERTER

In fig.5 riportiamo lo schema di un circuito antirimbalzo per **pulsanti** o normali **microswitch** che utilizza un **inverter** a trigger di Schmitt contenuto all'interno di un C/Mos tipo **CD.40106** o altri integrati equivalenti.

Quando i contatti del pulsante collegheranno a **massa** l'ingresso dell'inverter IC1, sulla sua uscita risulterà presente un **livello logico 1**, quando invece rilasceremo il pulsante, sulla sua uscita risulterà presente un **livello logico 0**.

Per modificare il tempo dell'**insensibilità** agli impulsi spurii, potremo variare, in questo circuito, il valore della resistenza **R1** oppure quello del condensatore **C1**.

La formula per determinare il **tempo** di insensibilità in **millisecondi** è la seguente:

**millisec = Kiloohm x microF x 0,9**

**Esempio** = Supponendo di aver utilizzato per **R1** una resistenza da **12 Kiloohm** e per **C1** un condensatore da **0,82 microfarad,** noi otterremo un tempo di **insensibilità** ai disturbi pari a:

**12 x 0,82 x 0,9 = 8,8 millisecondi**

Per aumentare il tempo di insensibilità **sconsigliamo** di aumentare il valore della resistenza **R1**, perchè ridurremo la corrente che scorre sui **contatti.**

Meglio usare una resistenza da **10 Kiloohm** ed aumentare il valore del condensatore C1.

## VARIANTI per l'INVERTER

Se in molti pulsanti non scorre un'adeguata corrente, non si riuscirà mai ad ottenere un ottimo contatto di chiusura.

Per far passare più corrente in questi contatti occorrerebbe ridurre il valore della resistenza **R1**, ma così facendo si abbasserebbe notevolmente il tempo di **insensibilità**.

Per far scorrere più corrente nei contatti del pulsante, lasciando inalterato il tempo della **insensibilità**, consigliamo di modificare il circuito come visibile nelle figg. 6 e 7.

Come si può osservare, la resistenza **R2** da **1.000 ohm** serve per far passare nei contatti del pulsante un'adeguata corrente senza alterare il tempo d'immunità agli impulsi spurii.

Nello schema di fig.6 si otterrà in uscita un **livello logico 0** ogni volta che pigeremo il pulsante, mentre nello schema di fig.7 si otterrà in uscita un **livello logico 1**.

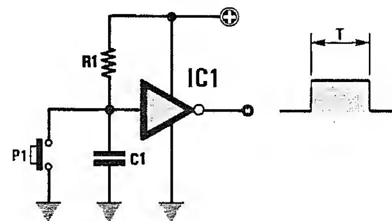



**Fig.5 Circuito con un Inverter a Trigger.**

**R1 = 12.000 ohm 1/4 watt**
**C1 = 82.000 pF**
**IC1 = CD.40106**

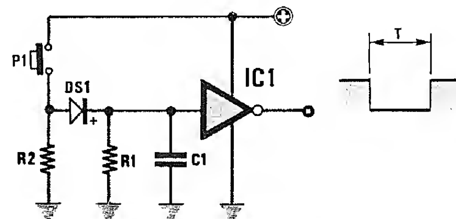



**Fig.6 A pulsante premuto il livello logico è 0.**

**R1 = 10.000 ohm 1/4 watt**
**R2 = 1.000 ohm 1/4 watt**
**C1 = 1 mF poliestere**
**DS1 = diodo silicio 1N.4150**
**IC1 = CD.40106**

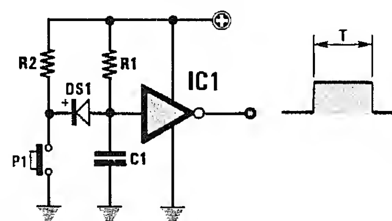
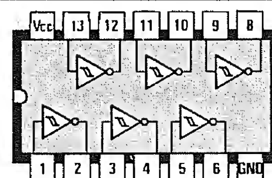
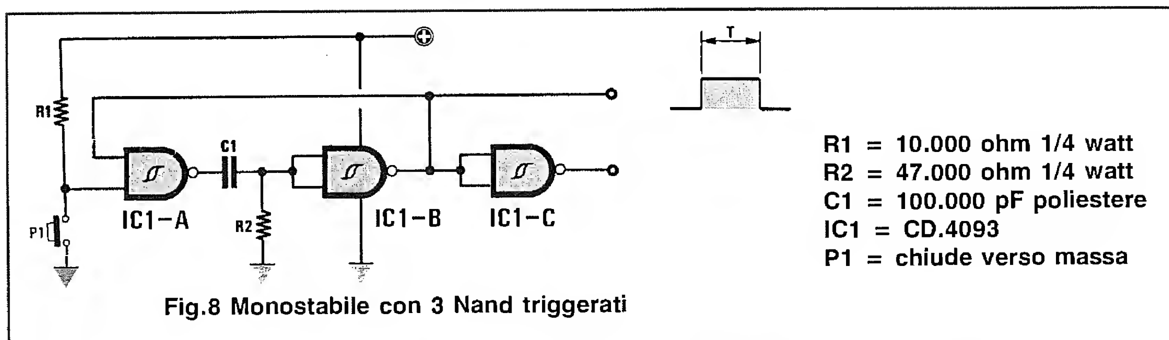



**Fig.7 A pulsante premuto il livello logico è 1.**

**R1 = 10.000 ohm 1/4 watt**
**R2 = 1.000 ohm 1/4 watt**
**C1 = 1 mF poliestere**
**DS1 = diodo silicio 1N.4150**
**IC1 = CD.40106**

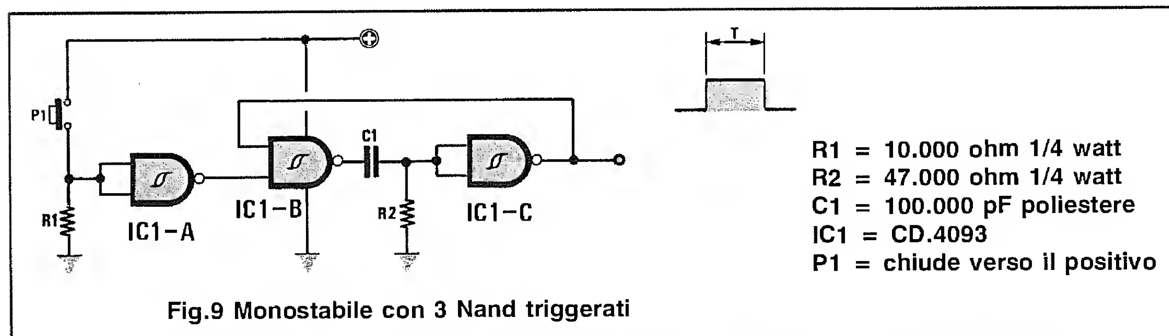



**CD40106**



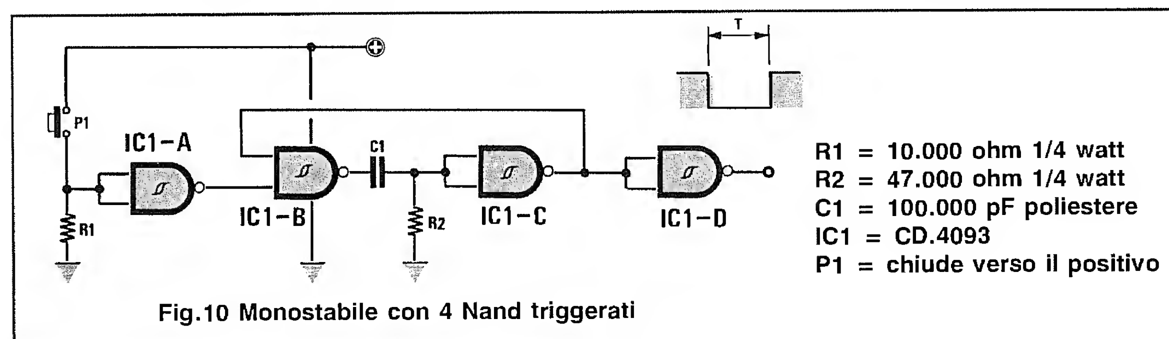

R1 = 10.000 ohm 1/4 watt
R2 = 47.000 ohm 1/4 watt
C1 = 100.000 pF poliestere
IC1 = CD.4093
P1 = chiude verso massa

**Fig.8 Monostabile con 3 Nand triggerati**




R1 = 10.000 ohm 1/4 watt
R2 = 47.000 ohm 1/4 watt
C1 = 100.000 pF poliestere
IC1 = CD.4093
P1 = chiude verso il positivo

**Fig.9 Monostabile con 3 Nand triggerati**




R1 = 10.000 ohm 1/4 watt
R2 = 47.000 ohm 1/4 watt
C1 = 100.000 pF poliestere
IC1 = CD.4093
P1 = chiude verso il positivo

**Fig.10 Monostabile con 4 Nand triggerati**

## ANTIRIMBALZO con 3 NAND

Si può realizzare un circuito con una elevata insensibilità agli impulsi spurii di rimbalzo utilizzando 3 **Nand triggerati** contenuti all'interno dell'integrato C/Mos tipo **CD.4093**.

Utilizzando lo schema elettrico riportato in fig.8, sull'uscita del Nand **IC1/C** avremo sempre un **livello logico 0** che passerà a **livello logico 1** ogni volta che il pulsante cortocircuiterà a **massa** l'ingresso del Nand IC1/A.

Utilizzando lo schema elettrico riportato in fig.9, sull'uscita del Nand **IC1/C** avremo sempre un **livello logico 0** che passerà a **livello logico 1** ogni volta che il pulsante cortocircuiterà al **positivo** l'ingresso del Nand IC1/A.

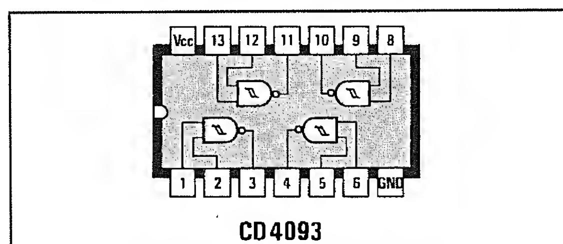
Se fosse necessario disporre in uscita di un livello logico **opposto**, cioè avere sempre un **livello logico 1** anzichè un **livello logico 0**, dovremo collegare sull'uscita di IC1/C il quarto Nand contenuto all'interno dell'integrato CD.4093 (vedi fig.10).

La formula per determinare il **tempo** di insensibilità in **millisecondi** è la seguente:

**millisec = R2 Kiloohm : C1 microF**

**Esempio** = Ammesso di aver utilizzato per la resistenza **R2** un valore di **15 Kiloohm** e per il condensatore **C1** un valore di **0,68 microfarad**, otterremo un tempo di insensibilità pari a:

**15 x 0,68 = 10,2 millisecondi**




CD4093

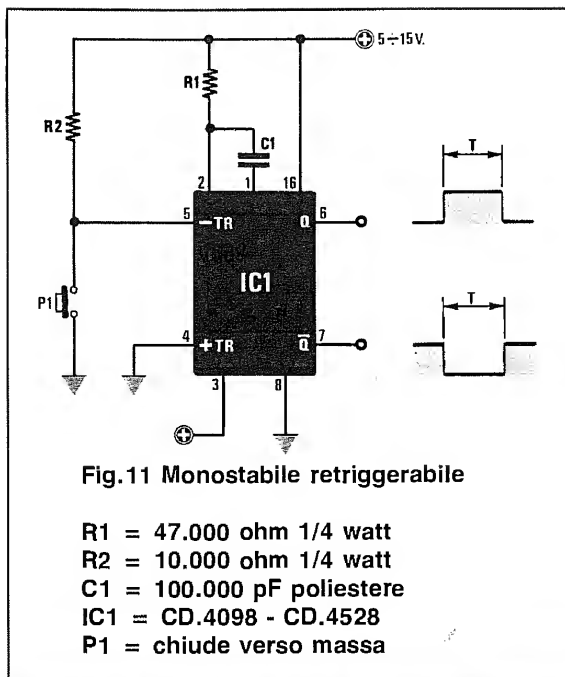



**Fig.11 Monostabile retriggerabile**

R1 = 47.000 ohm 1/4 watt
R2 = 10.000 ohm 1/4 watt
C1 = 100.000 pF poliestere
IC1 = CD.4098 - CD.4528
P1 = chiude verso massa

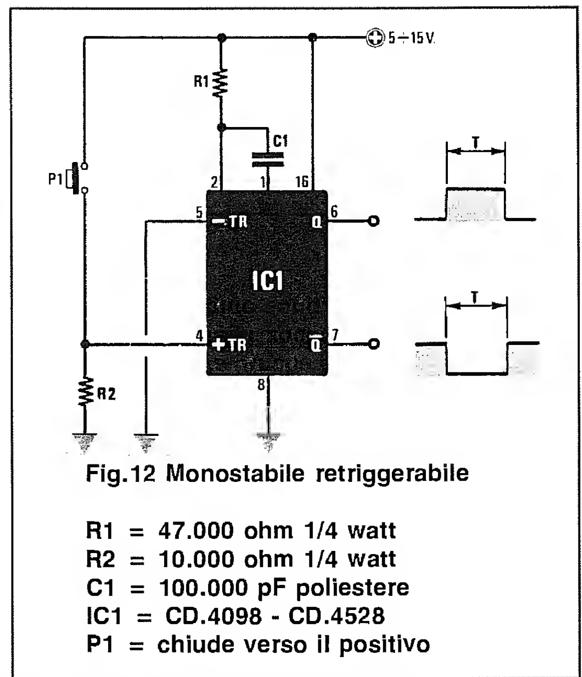



**Fig.12 Monostabile retriggerabile**

R1 = 47.000 ohm 1/4 watt
R2 = 10.000 ohm 1/4 watt
C1 = 100.000 pF poliestere
IC1 = CD.4098 - CD.4528
P1 = chiude verso il positivo

## ANTIRIMBALZO con CD.4098 o CD.4528

Chi volesse realizzare un **antirimbalzo** più sofisticato potrà utilizzare degli integrati C/Mos tipo **CD.4098** o **CD.4528** contenenti al loro interno due **monostabili retriggerabili**.

Ovviamente uno dei due monostabili rimarrà inutilizzato, sempre che non si abbia un circuito che richieda l'uso di due pulsanti.

Utilizzando questi integrati avremo il vantaggio di poter prelevare dal piedino **6** un **livello logico 1** e dal piedino **7** un **livello logico 0** ogni volta che si preme il pulsante.

Lo schema di fig.11 si utilizzerà quando il pulsante P1 viene cortocircuitato verso **massa**, mentre lo schema di fig.12 si utilizzerà se dovremo necessariamente cortocircuitare il pulsante P1 verso **il positivo** di alimentazione.

Questi C/Mos possono funzionare con tensioni di alimentazione comprese tra **5-15 volt**.

La durata dell'impulso, che potremo prelevare indifferentemente dalle uscite Q (piedino 6) e - Q (piedino 7), viene determinata dai valori della resistenza R1 e della capacità C1.

La formula per determinare **il tempo** di insensibilità in **millisecondi** è la seguente:

**millisec = R1 Kiloohm x C1 microF**

Pertanto, in base ai valori riportati nell'elenco componenti, possiamo dedurre che la durata di tale impulso si aggira intorno ai 5 millesecondi, infatti:

**47 × 0,1 = 4,7 millisecondi**

Per aumentare la durata di tale impulso sarà sufficiente aumentare il valore della capacità C1 o della resistenza R1.

**Esempio** = Ammesso di aver utilizzato per **R1** una resistenza da **22 Kiloohm** e per **C1** un condensatore da **0,47 microfarad**, noi otterremo un tempo di insensibilità pari a:

**22 x 0,47 = 10,34 millisecondi**

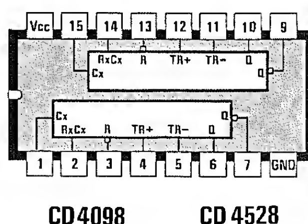



**Fig.13 Connessioni dello zoccolo viste da sopra. Anche tutte le altre connessioni degli zoccoli presentati in queste pagine sono viste da sopra.**

## ANTIRIMBALZO con NE.555

Anche utilizzando dei comunissimi integrati **NE.555** è possibile realizzare un efficace circuito **antirimbalzo**.

Utilizzando lo schema elettrico riportato in fig.14 avremo sempre sul piedino d'uscita **3** un **livello logico 0** che passerà a **livello logico 1** ogni volta che il pulsante P1 cortocircuiterà a **massa** la resistenza R2.

La formula per determinare **il tempo** di insensibilità in **millisecondi** usando un'integrato NE.555 è la seguente:

**millisec = R1 Kiloohm x C1 microF x 1,1**

Pertanto con i valori riportati nello schema elettrico, cioè R1 = 100.000 ohm (100 Kiloohm) e C1 = 1 microfarad, avremo:

**100 x 1 x 1,1 = 110 millisecondi**

di conseguenza i massimi impulsi che potremo contare risulteranno pari a:

**1.000 : 110 = 9 impulsi al secondo**

**Esempio** = Ammettendo di aver utilizzato per **R1** una resistenza da **22 Kiloohm** e per **C1** un condensatore da **0,47 microfarad**, noi otterremo un tempo di **insensibilità** pari a:

**22 x 0,47 x 1,1 = 11,37 millisecondi**

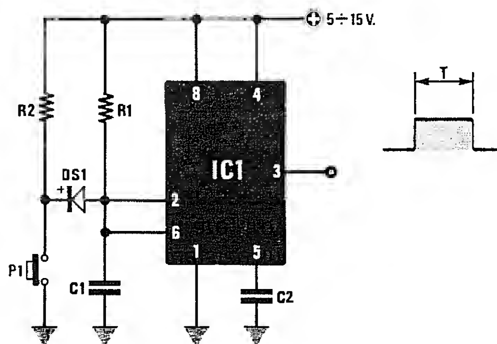
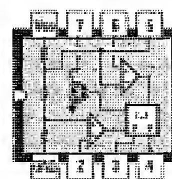
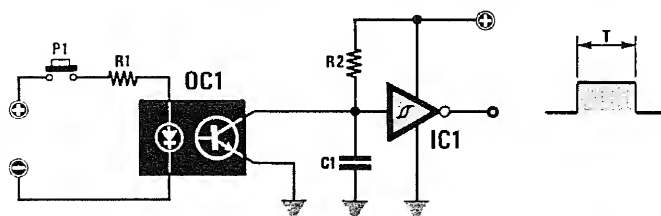



**Fig.14 Monostabile retriggerabile con NE.555**

**R1 = 100.000 ohm 1/4 watt**
**R2 = 1.000 ohm 1/4 watt**
**C1 = 1 mF poliestere**
**C2 = 10.000 pF poliestere**
**IC1 = NE.555**




**R1 = 1.000 ohm 1/4 watt**
**R2 = 100.000 ohm 1/4 watt**
**C1 = 100.000 pF**
**IC1 = CD.40106**
**OC1 = fotoaccoppiatore**

**Fig.15 Tutti i circuiti presentati possono essere pilotati con un fotoaccoppiatore.**

## USANDO UN FOTOACCOPPIATORE

Anche utilizzando in un circuito un fotoaccoppiatore, dovrete sempre e comunque collegarlo ad un pulsante, che, ogni volta che verrà chiuso o aperto, genererà immancabilmente degli impulsi spurii, che potrete eliminare solo con uno dei circuiti che vi abbiamo fin qui proposto.

Ammettendo per ipotesi di voler collegare un fotoaccoppiatore all'ingresso di un inverter, dovrete semplicemente collegarlo come riportato in fig.15.

È consigliabile applicare una resistenza in serie all'ingresso del fotoaccoppiatore ( vedi R1 ) per limitare la corrente sul diodo emittente.

Utilizzando un fotoaccoppiatore dovrete aumentare il valore della resistenza R2 a circa **100.000 ohm**, quindi per determinare il **tempo** di insensibilità in **millisecondi** utilizzerete sempre la formula:

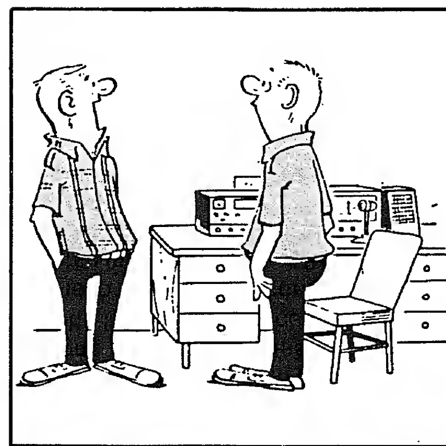
**millisec = Kiloohm x microF x 0,9**

Gli schemi presentati sono stati tutti sperimentati da noi e per qualsiasi inconveniente o difficoltà che potrete incontrare, troverete in queste pagine il circuito che con un solo integrato risolve il vostro problema.

Gli operazionali sono degli amplificatori universali **ideali** utilizzati frequentemente nei circuiti elettronici perchè, con l'aggiunta di pochi componenti esterni, possono svolgere le più svariate e diverse funzioni.

Il nome **operazionale** deriva dal fatto che questi integrati furono ideati per eseguire delle **operazioni** quali la somma di due tensioni, la comparazione di due livelli di tensione, l'amplificazione della differenza tra due tensioni, ecc.

In commercio esistono moltissimi tipi di amplificatori operazionali, con ingresso a **transistor** oppure a **fet**, racchiusi in contenitori plastici che hanno al proprio interno **1 - 2 - 4** amplificatori (vedi fig.1).






Esistono anche dei singoli amplificatori racchiusi in contenitori metallici delle dimensioni di un transistor di media potenza (vedi fig.1).

Il simbolo che rappresenta graficamente questi amplificatori è un **triangolo** dal quale si diramano questi cinque terminali:

**1 piedino d'ingresso "non invertente"**
**1 piedino d'ingresso "invertente"**
**1 piedino d'uscita**
**1 piedino di alimentazione "positivo"**
**1 piedino di alimentazione "negativo"**

Il terminale d'ingresso indicato con un + viene chiamato **non invertente** perchè il segnale applicato sul suo ingresso lo ritroveremo sulla sua uscita amplificato e con identica **fase** (vedi fig.2).

Il terminale d'ingresso indicato con un - viene chiamato **invertente** perchè il segnale applicato sul suo ingresso lo ritroveremo sulla sua uscita amplificato, ma **sfasato** di **180 gradi** (vedi fig.3).

Per quanto concerne i due terminali di alimentazione, indicati con i segni + e -, dobbiamo farvi presente che **tutti** gli schemi riportati nei **Data-Book** vanno alimentati con una **tensione duale**.

Per poterli alimentare con una tensione **singola** occorre **modificare** lo schema elettrico e poichè non tutti sanno quali modifiche apportare, noi vi presenteremo sempre due schemi elettrici:

uno per l'alimentazione **duale**

uno per l'alimentazione **singola.**

Oltre ai cinque terminali sopra menzionati possono essere presenti in certi operazionali anche altri terminali supplementari che servono a:

- **regolare l'OFFSET (uA.741)**
- **compensare la FREQUENZA (uA.709)**
- **compensazioni VARIE (uA.702)**

Le particolarità principali che caratterizzano gli amplificatori operazionali sono:

**Ingressi con elevata impedenza**
**Uscita a bassa impedenza**
**Ampia banda passante**
**Massima flessibilità**
**Rapporto di reiezione di modo comune molto elevato**
**Guadagno modificabile**

Il **guadagno** di un amplificatore operazionale si può facilmente variare modificando il valore di una **sola** resistenza, quindi in base alle nostre esigenze potremo incrementare l'amplificazione per ottenere guadagni di **1 - 10 - 25 - 50 - 100 - 500 volte**.

Una volta prefissato il guadagno, questo non cambia al variare della tensione di alimentazione, quindi se abbiamo calcolato un preamplificatore per un guadagno di **50 volte** questo amplificherà **50 volte** sia che lo alimentiamo con una tensione singola sia che lo alimentiamo con una tensione duale e di diverso valore, cioè a **8 - 12 - 15 - 20 - 24 volt**.

Agendo su un'altra resistenza possiamo modifi-

care l'**impedenza d'ingresso**, cioè realizzare uno stadio ad **alta-media-bassa impedenza**.

In uscita ritroveremo sempre il segnale con una **bassa impedenza** e questo ci permetterà di accoppiarlo a qualsiasi circuito senza alcuna attenuazione.

L'ampia **banda passante** di questi operazionali ci permetterà di amplificare tensioni **continue** e segnali **alternati** oltre i **100.000 Hz**.

## GUADAGNO e SEGNALE USCITA

Nel paragrafo precedente abbiamo precisato che un amplificatore operazionale si può alimentare con una tensione compresa tra **8** e **24 volt**, ma non dobbiamo dimenticare a questo proposito che l'ampiezza **massima** del segnale preamplificato che potremo prelevare dalla sua uscita non potrà mai superare il valore della tensione di alimentazione **meno 4 volt** circa.

Questo significa che se abbiamo un amplificatore operazionale alimentato a **15 volt** o a **7,5 + 7,5 volt duali**, non potremo mai prelevare in uscita segnali sinusoidali che superino i:

**15 - 4 = 11 volt picco/picco**

Se abbiamo un amplificatore operazionale alimentato a **24 volt** o a **12 + 12 volt duali**, non potremo mai ottenere in uscita segnali superiori a:

**24 - 4 = 20 volt picco/picco**

In considerazione di questo particolare, per **calcolare** quante **volte** possiamo amplificare il segnale **d'ingresso** senza ottenere in uscita un segnale **squadrato** potremo usare la seguente formula:

**Max guadagno = (Va - 4) : (Vi : 1.000)**

dove:
**Va** = **Volt alimentazione** sui piedini **-/+**
**Vi** = Tensione P/P sull'**ingresso in milliVolt**

**Esempio** = Supponiamo di voler preamplificare un segnale di **50 millivolt picco/picco** e di voler conoscere quale sarà il **massimo** guadagno che potremo raggiungere alimentando l'operazionale con tensioni diverse.

Se alimenteremo l'operazionale con una tensione singola di **15 volt**, non potremo amplificare questo segnale più di:

**(15 - 4) : (50 : 1.000) = 220 volte**

Se alimenteremo l'operazionale con una tensione singola di **24 volt**, non potremo preamplificare questo segnale più di:

**(24 - 4) : (50 : 1.000) = 400 volte**

Se alimenteremo l'operazionale con una tensione **duale** di **15 + 15 volt**, non potremo preamplificare questo segnale più di:

**(15 + 15 - 4) : (50 : 1.000) = 520 volte**

## GUADAGNO e SEGNALE INGRESSO

Conoscendo il **guadagno** potremo facilmente calcolare il segnale **massimo** che potremo applicare sull'ingresso di un operazionale usando la formula inversa:

**Vi milliV = (Va - 4) : (guadagno: 1.000)**

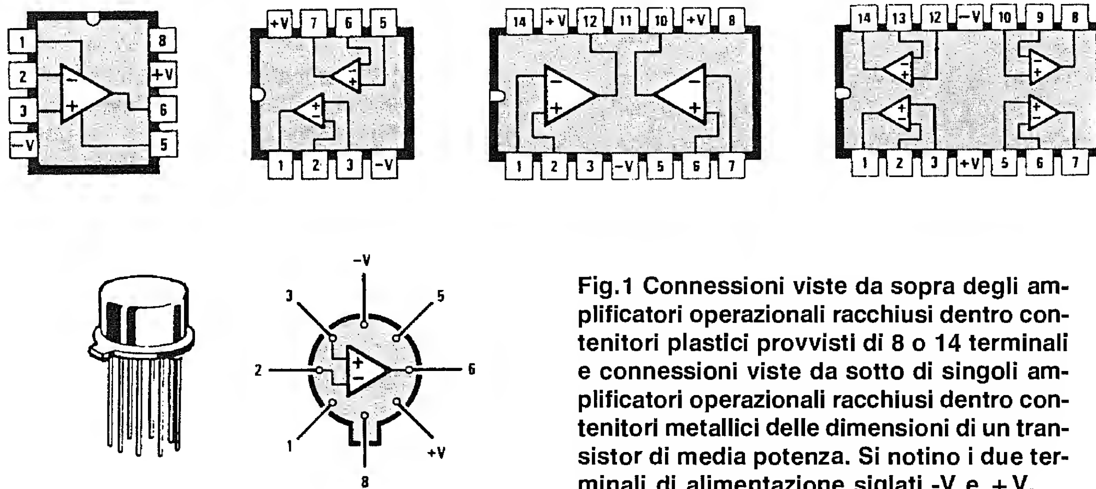



**Fig.1 Connessioni viste da sopra degli amplificatori operazionali racchiusi dentro contenitori plastici provvisti di 8 o 14 terminali e connessioni viste da sotto di singoli amplificatori operazionali racchiusi dentro contenitori metallici delle dimensioni di un transistor di media potenza. Si notino i due terminali di alimentazione siglati -V e +V.**

**Esempio** = Se abbiamo realizzato un amplificatore alimentato con una tensione di **15 volt** e calcolato per un **guadagno di 200 volte**, non potremo applicargli in ingresso un segnale **maggiore** di:

**(15 - 4) : (200 : 1.000) = 55 milliV**

Mentre se lo alimentiamo a **24 volt**, non potremo applicargli in ingresso un segnale che non risulti **maggiore** di:

**(24 - 4) : (200 : 1.000) = 100 milliV**

Come avremo modo di chiarire più avanti, non è mai consigliabile far guadagnare un operazionale più di **100 volte** se non in particolari circuiti che non rientrano nell'Alta Fedeltà.

## PIEDINO NON INVERTENTE (+)

Se l'operazionale è alimentato con una tensione **duale**, riscontreremo quanto segue:

- Applicando sul piedino **non invertente** una tensione continua **positiva**, ritroveremo in uscita una tensione **positiva** amplificata (vedi fig.4 di sinistra).
- Applicando sul piedino **non invertente** una tensione continua **negativa**, ritroveremo in uscita una tensione **negativa** amplificata (vedi fig.4 di destra).

Se l'operazionale è alimentato con una tensione **singola**, riscontreremo quanto segue:

- Applicando sul piedino **non invertente** una tensione continua **positiva**, ritroveremo in uscita una tensione **positiva** amplificata (vedi fig.5 di sinistra).
- Se invece gli applichiamo una tensione continua **negativa**, il segnale non verrà amplificato (vedi fig.5 di destra).

## PIEDINO INVERTENTE (-)

Se l'operazionale è alimentato con una tensione **duale**, riscontreremo quanto segue:

- Applicando sul piedino **invertente** una tensione continua **positiva**, ritroveremo in uscita una tensione **negativa** amplificata (vedi fig.6 di sinistra).
- Applicando sul piedino **invertente** una tensione continua **negativa**, ritroveremo in uscita una tensione **positiva** (vedi fig.6 di destra).

Se l'operazionale è alimentato con una tensione **singola**, riscontreremo quanto segue:

- Applicando sul piedino **invertente** una tensione continua **positiva**, in uscita non ritroveremo nessuna tensione (vedi fig.7 di sinistra).
- Applicando sul piedino **invertente** una tensione continua **negativa**, in uscita avremo una tensione **positiva** amplificata (vedi fig.7 di destra).

Per riuscire a far funzionare un operazionale con un'alimentazione **singola** occorre apportare allo schema elettrico le modifiche che vi proporremo di seguito.

## NOTA IMPORTANTE

Anche se nei manuali di applicazione non viene mai menzionato, si dovrà **sempre** applicare tra i due piedini di alimentazione e la **massa** un condensatore da **47.000 pF** o ancor meglio da **100.000 pF** (vedi fig.8) per evitare eventuali autooscillazioni.

Se utilizziamo un'alimentazione **singola**, applicheremo questo condensatore solamente tra il terminale positivo e la **massa** (vedi fig.9).

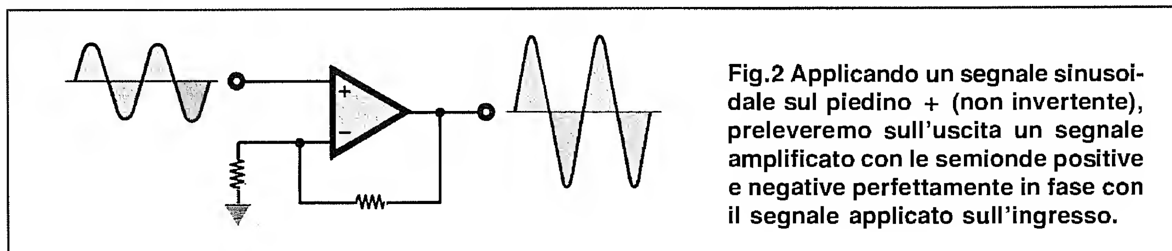



**Fig.2 Applicando un segnale sinusoidale sul piedino + (non invertente), preleveremo sull'uscita un segnale amplificato con le semionde positive e negative perfettamente in fase con il segnale applicato sull'ingresso.**

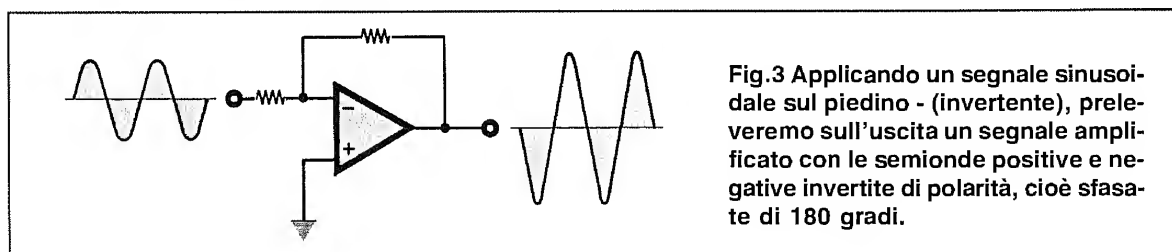



**Fig.3 Applicando un segnale sinusoidale sul piedino - (invertente), preleveremo sull'uscita un segnale amplificato con le semionde positive e negative invertite di polarità, cioè sfasate di 180 gradi.**

## Fig.4 INGRESSO NON INVERTENTE — ALIMENTAZIONE DUALE

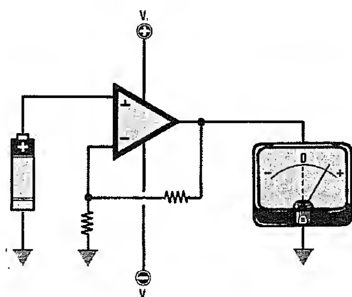
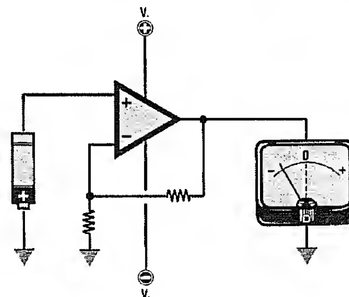


**Fig.4 Applicando sull'ingresso "non invertente" una tensione positiva, sull'uscita avremo una tensione positiva amplificata. Applicando una tensione negativa, sull'uscita avremo una tensione negativa amplificata.**



## Fig.5 INGRESSO NON INVERTENTE — ALIMENTAZIONE SINGOLA

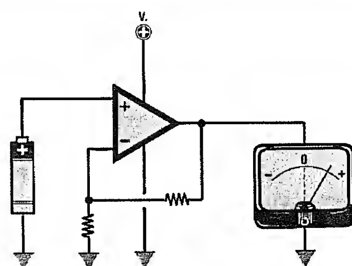
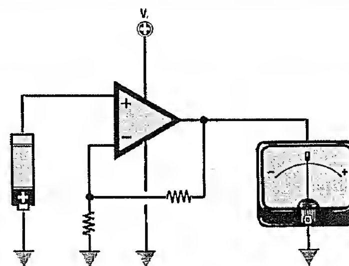


**Fig.5 Applicando sull'ingresso "non invertente" una tensione positiva, sull'uscita avremo una tensione positiva amplificata. Applicando una tensione negativa, dall'uscita non uscirà alcuna tensione amplificata.**



## Fig.6 INGRESSO INVERTENTE — ALIMENTAZIONE DUALE

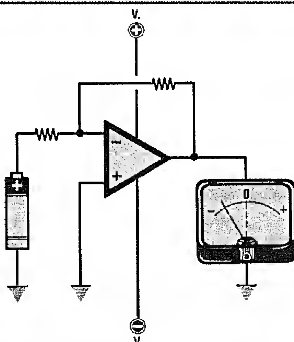
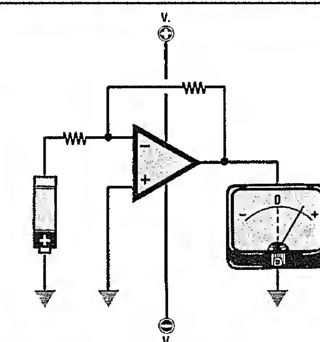


**Fig.6 Applicando sull'ingresso "invertente" una tensione positiva, sull'uscita avremo una tensione negativa amplificata. Applicando una tensione negativa, sull'uscita avremo una tensione positiva amplificata.**



## Fig.7 INGRESSO INVERTENTE — ALIMENTAZIONE SINGOLA

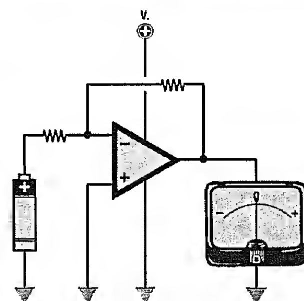
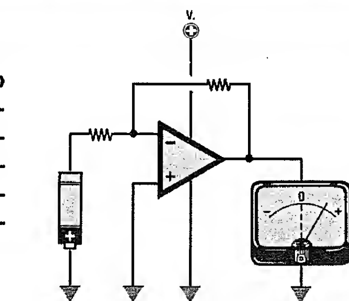


**Fig.7 Applicando sull'ingresso "invertente" una tensione positiva, dall'uscita non uscirà alcuna tensione amplificata. Applicando una tensione negativa, sull'uscita avremo una tensione positiva amplificata.**



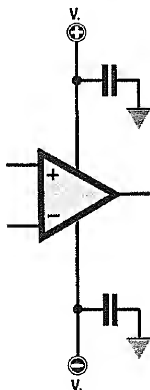



Fig.8 In una alimentazione Duale, per evitare autooscillazioni, tra i piedini di alimentazione +/- e la massa vi è sempre un condensatore ceramico o poliestere da 100.000 picoFarad.

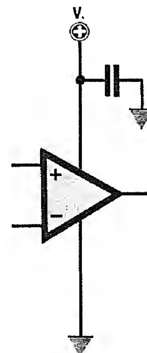



Fig.9 In una alimentazione Singola, per evitare autooscillazioni, tra il piedino positivo e la massa vi è un solo condensatore ceramico o poliestere da 100.000 picoFarad.

## NON ESAGERATE nel GUADAGNO

Non è mai consigliabile far guadagnare all'operazionale più di **100 volte**, perchè così facendo si riduce la **banda passante** e si corre **il** rischio che il circuito **autooscilli**.

Volendo quindi realizzare uno stadio preamplificatore ad **alto guadagno** conviene sempre utilizzare **due operazionali** posti in cascata.

Il primo operazionale dovrà essere calcolato per un guadagno che risulti il più alto possibile, compatibilmente alle specifiche della banda passante e alla stabilità dell'amplificatore, mentre il secondo potremo calcolarlo per raggiungere il valore di guadagno massimo desiderato.

**Esempio** = Se vogliamo preamplificare un segnale di **300 volte**, calcoleremo il **primo stadio** per un guadagno di **30 volte** ed il **secondo stadio** per un guadagno di **10 volte**:

**30 x 10 = 300**

Diversamente potremo calcolare il guadagno del primo stadio per **20 volte** e quello del secondo stadio per **15 volte:**

**20 x 15 = 300**

Calcolando il guadagno di questi due operazionali su valori **medi**, come vi abbiamo spiegato, eviteremo che questi **autooscillino**.

## BANDA PASSANTE

Tra le caratteristiche degli operazionali si trova in genere un parametro indicato con l'abbreviazione **GBW** (Gain Bandwidth Product), cioè: **guadagno x ampiezza di banda.**

Insieme a questo viene normalmente specificato lo **Slew Rate**, indicato con il simbolo **SR.**

Nella **Tabella N.1** vi riportiamo i parametri **GBW** e **SR** degli operazionali più comunemente diffusi:

**TABELLA N.1**

| Integrato | GBW | SR |
|---|---|---|
| uA.709 | 1,0 MHz | 0,3 V/microsec |
| uA.741 | 1,0 MHz | 0,5 V/microsec |
| uA.747 | 1,0 MHz | 0,5 V/microsec |
| uA.748 | 1,0 MHz | 0,5 V/microsec |
| TL.081 | 4,0 MHz | 13 V/microsec |
| TL.082 | 3,0 MHz | 13 V/microsec |
| TL.084 | 3,0 MHz | 13 V/microsec |
| LF.351 | 4,0 MHz | 13 V/microsec |
| LF.356 | 5,0 MHz | 12 V/microsec |
| LF.357 | 20 MHz | 50 V/microsec |
| LM.324 | 1,0 MHz | 1,0 V/microsec |
| LM.358 | 1,0 MHz | 1,0 V/microsec |
| CA.3130 | 15 MHz | 30 V/microsec |
| TS.27M2C | 1,0 MHz | 0,6 V/microsec |

**Nota** = Due operazionali con **identica sigla**, ma costruiti da Case diverse possono essere caratterizzati da differenti valori di **GBW** e di **SR**.

Guardando nella colonna della **GBW** non cadete nell'errore di ritenere che l'operazionale prescelto sia idoneo ad **amplificare** la massima frequenza **indicata**, perchè il valore **GBW** riportato serve soltanto per calcolare la **massima** frequenza che potremo applicare sull'ingresso di tale operazionale in rapporto al suo **guadagno**.

La **massima frequenza** che potremo amplificare si può ricavare usando questa formula:

**Hz = (1.000.000 : Guadagno) x GBW**

Quindi se prendiamo un operazionale **TL.081** che ha un **GBW = 4 MHz** e lo calcoliamo per ottenere una **guadagno di 10 volte**, potremo amplificare una frequenza **massima** di:

**(1.000.000 : 10) x 4 = 400.000 Hz**

Se calcoliamo lo stesso operazionale per ottenere un **guadagno di 300 volte**, potremo amplificare una frequenza **massima** di:

**(1.000.000 : 300) x 4 = 13.300 Hz**

Se utilizziamo un operazionale **uA.709** che ha un **GBW = 1 MHz** e lo calcoliamo per ottenere un **guadagno di 10 volte**, potremo amplificare una frequenza **massima** di:

**(1.000.000 : 10) x 1 = 100.000 Hz**

Se calcoliamo lo stesso operazionale per ottenere un **guadagno di 300 volte**, potremo amplificare una **frequenza** massima di:

**(1.000.000 : 300) x 1 = 3.300 Hz**

A questo punto potete comprendere il motivo che ci ha spinti in precedenza a consigliarvi di utilizzare **due operazionali** posti in cascata calcolati ciascuno per un guadagno **medio**, anzichè utilizzarne uno solo calcolato per un **alto guadagno**.

Facciamo presente che le formule poc'anzi riportate ci indicano solamente quale potrebbe essere la **massima** frequenza che possiamo amplificare, mentre non ci dicono qual è la **massima** ampiezza del segnale che possiamo prelevare dall'uscita di tale operazionale in corrispondenza di questa massima frequenza.

Per conoscere l'ampiezza di segnale dovremo utilizzare il dato riportato nella colonna **SR**.

## SR = SLEW RATE

Lo **Slew Rate** espresso in **Volt/microsecondi** indica la massima velocità di variazione della tensione di uscita dell'operazionale quando sull'ingresso è applicato un segnale ad onda quadra di ampiezza elevata.

Per chiarire meglio questo concetto osservate la fig.10.

Se sull'ingresso di un operazionale è applicato un segnale ad onda quadra di piccola ampiezza, il fronte di **salita** e di **discesa** seguirà fedelmente quello di ingresso.

Se viceversa si applica in ingresso un'onda quadra di elevata ampiezza, i fronti di **salita** dell'onda

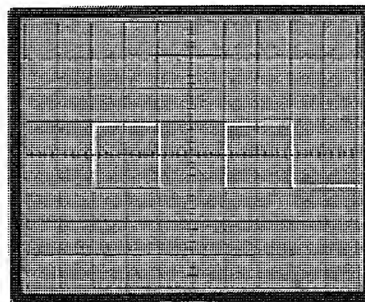


**Fig.10 Se un segnale ad onda quadra viene amplificato di poche decine di volte, sull'uscita otterremo un segnale amplificato senza distorsioni, cioè con dei fronti di salita e di discesa perfettamente verticali.**

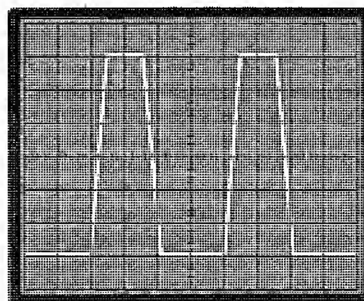


**Fig.11 Se un segnale ad onda quadra viene amplificato diverse centinaia di volte, sull'uscita otterremo un'onda quadra amplificata leggermente distorta, cioè con i fronti di salita e di discesa obliqui.**

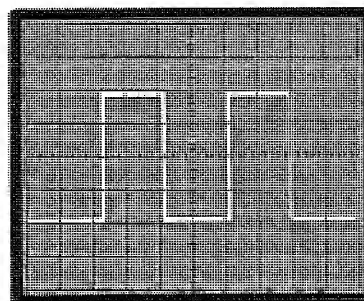


**Fig.12 Per evitare queste distorsioni (vedi fig.11), potremo ridurre il guadagno, oppure l'ampiezza del segnale applicato sull'ingresso o usare un operazionale che abbia un Slew/Rate più alto (vedi TL.081).**

quadra non sono verticali, bensì obliqui (vedi fig.11).

Lo **Slew Rate** ci dice di quanto si inclinerà tale spigolo.

Uno **Slew Rate grande**, caratteristico degli operazionali migliori, comporta nell'onda quadra spigoli in uscita pressochè verticali, mentre uno **Slew Rate piccolo** comporta degli spigoli abbastanza obliqui.

Nel caso di segnali sinusoidali, lo **Slew Rate** è associato alla distorsione di tipo **triangolare** (vedi fig.14), che interviene quando il segnale di uscita supera una certa frequenza ed una certa ampiezza.

L'**SR** dunque ci permette di calcolare la **massima frequenza** che potremo amplificare in rapporto all'**ampiezza** del segnale che desideriamo prelevare sull'uscita dell'operazionale, oppure la **massima** ampiezza che potremo prelevare sulla sua uscita in rapporto alla **frequenza di lavoro**, affinchè non si presentino delle distorsioni.

Conoscendo **l'ampiezza massima** che dovrà raggiungere il segnale di BF sull'uscita dell'operazionale, con il dato **SR** potremo calcolare quale potrà risultare la **massima frequenza** che potremo amplificare, usando la formula:

**Hz = (SR x 318.500) : volt uscita**

Conoscendo la **massima frequenza** che desideriamo amplificare, potremo calcolare quale sarà la **massima** ampiezza che potremo prelevare sull'uscita di tale operazionale usando la formula:

**Volt uscita = (SR x 318.500) : Hz**

**Esempio** = Supponiamo di avere scelto l'operazionale **TL.081** che ha un **SR di 13 V/microsec** e di voler conoscere la **massima** frequenza che possiamo amplificare nel caso volessimo ottenere in uscita un segnale di BF di **20 volt picco/picco.**

Utilizzando la prima formula sopra riportata otterremo:

**(13 x 318.500) : 20 = 207.025 Hz**

vale a dire che la massima frequenza che potremo amplificare non potrà mai superare i **200.000 Hz.**

Se volessimo ottenere in uscita un segnale di soli **12 volt picco/picco**, potremo invece amplificare un segnale di BF fino ad una frequenza **massima** di:

**(13 x 318.500) : 12 = 345.041 Hz**

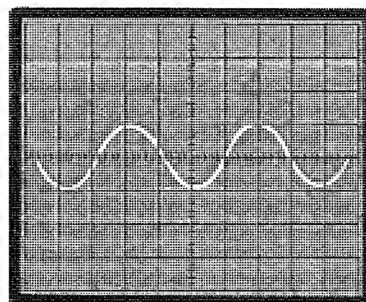


**Fig.13 Scegliendo degli operazionali con un elevato Slew/Rate, riusciremo ad amplificare senza distorsione segnali sinusoidali di frequenza elevata; sono quindi ottimi per amplificatori Hi-Fi.**

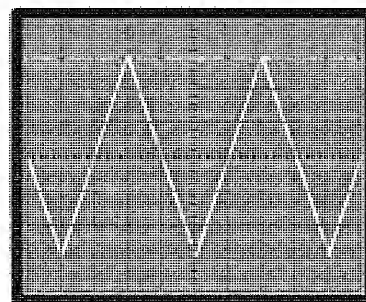


**Fig.14 Scegliendo degli operazionali con un basso Slew/Rate, se esagereremo nel guadagno, noteremo che un'onda sinusoidale di frequenza elevata applicata sull'ingresso fuoriuscirà con forma triangolare.**

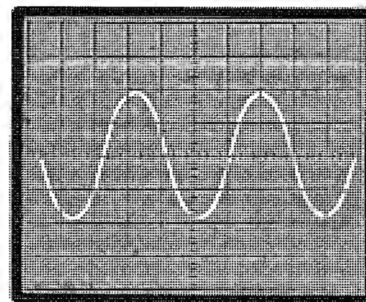


**Fig.15 Se useremo degli operazionali con un basso Slew/Rate, per evitare la distorsione visibile in fig.14, dovremo ridurre notevolmente il guadagno, diversamente, l'onda sinusoidale diventerà triangolare.**

**Esempio** = Supponiamo di aver scelto l'operazionale **uA.741** che ha un **SR** di **0,5 V/microsec** e di voler conoscere la **massima** frequenza che potremo amplificare per ottenere in uscita un segnale di **20 volt picco/picco**.

Utilizzando la prima formula sopra riportata otterremo:

**(0,5 x 318.500) : 20 = 7.962 Hz**

vale a dire che la massima frequenza che potremo amplificare non potrà mai superare i **7.900 Hz.**

Se invece volessimo ottenere in uscita un segnale di soli **9 volt picco/picco**, potremo amplificare il segnale fino ad una frequenza **massima** di:

**(0,5 x 318.500) : 9 = 17.694 Hz**

**Esempio** = Conoscendo lo **Slew Rate** e la massima frequenza che vogliamo **amplificare** potremo controllare con la seconda formula se, alimentando un **TL.081** con una tensione di **15 + 15 volt**, riusciamo ad ottenere senza alcuna **distorsione** un segnale di circa **26 volt picco/picco** amplificando una frequenza fino ad un massimo di **100.000 Hz.**

Sapendo che l'operazionale **TL.081** ha un **Slew Rate = 13**, utilizzando la seconda formula sopra riportata otterremo:

**(13 x 318.500) : 100.000 = 41,40 volt**

Da questo calcolo teorico scopriamo che potremo ottenere i **26 volt picco/picco** senza alcun problema.

In pratica non riusciremo **mai** ad ottenere un segnale di **41 volt picco/picco** perchè, come già abbiamo spiegato nel paragrafo **Guadagno e Segnale Uscita**, non potremo mai prelevare dall'uscita di un operazionale un **segnale di BF** con un'ampiezza picco/picco maggiore del valore della tensione di alimentazione **meno 4**, che in questo caso è di

**15 + 15 - 4 = 26 volt**

**Esempio** = Se nel circuito dell'esempio precedente, che utilizza un operazionale **TL.081**, sostituissimo l'operazionale con un **uA.741**, che ha un **SR = 0,5**, per poter amplificare una frequenza massima di **100.000 Hz** dovremmo ridurre l'ampiezza picco/picco del segnale d'uscita a soli:

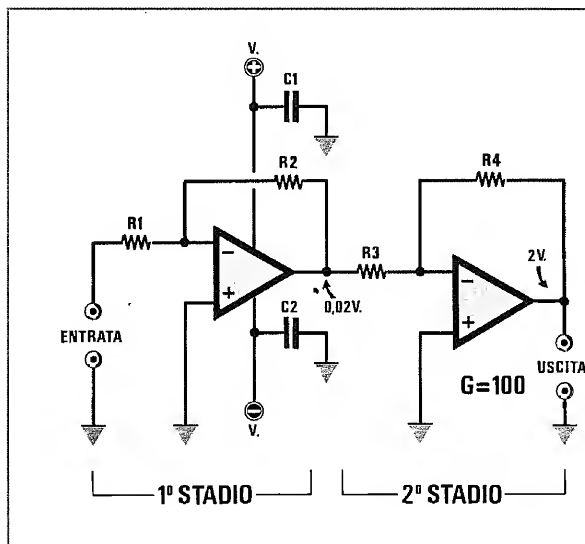
**(0,5 x 318.500) : 100.000 = 1,59 volt**

Infatti l'integrato **uA.741**, risultando più **lento** del **TL.081**, necessita di un tempo maggiore per far salire dal suo massimo **picco negativo** al suo massimo **picco positivo** il segnale di BF e quindi per amplificare segnali a frequenze elevate dovremo necessariamente **ridurre** l'ampiezza massima del segnale d'uscita.

## REGOLAZIONE OFFSET

Collegando a **massa** i due ingressi di un operazionale, sul piedino d'uscita dovrebbe sempre risultare presente una tensione di **zero volt**.

In pratica, per le inevitabili tolleranze di costruzione, su questo piedino potrebbe risultare presente una tensione **positiva** oppure **negativa** di pochi **millivolt**, che potrebbe saturare lo stadio amplificatore che lo segue se l'accoppiamento risulta effettuato in **continua**, cioè senza che sia interposto tra l'uscita del primo stadio e l'ingresso del secondo stadio un **condensatore** di accoppiamento.



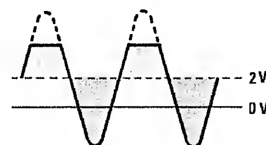




**Fig.16 Collegando due stadi amplificatori in continua, cioè non disaccoppiando l'uscita del primo stadio dall'ingresso del secondo con un condensatore, dovremo fare attenzione alla tensione di "offset" perchè, anche se questa risulta di soli 0,02 volt, se l'amplifichiamo di 100 volte sull'uscita dell'ultimo stadio otterremo una tensione fissa di 2 volt.**

Se prendiamo come esempio lo schema di fig.16 che ha sull'uscita del primo stadio una tensione di **offset positiva** di soli **0,02 volt** e colleghiamo questo stadio in **continua** sull'ingresso di un secondo operazionale che guadagna **100 volte**, questo, amplificando questa **irrisoria** tensione di **offset**, ci darà sulla sua uscita una tensione continua di:

**0,02 x 100 = 2 volt**

senza che risulti applicata sull'ingresso del primo operazionale alcuna tensione o segnale di BF.

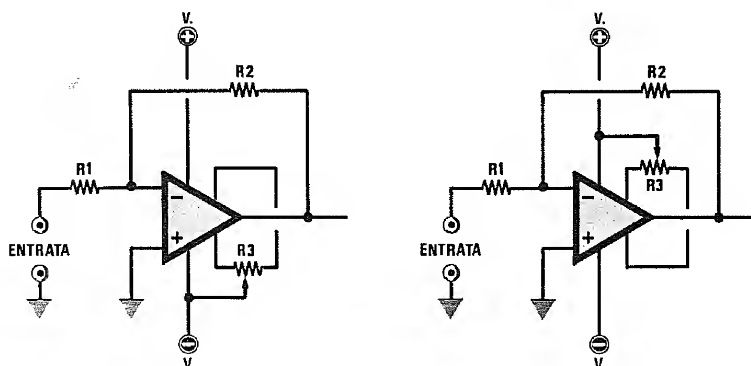
In presenza di una tensione positiva di **2 volt** non riusciremo mai ad utilizzare questo stadio come preamplificatore.

Per riportare a **0 volt** la tensione presente sul piedino d'uscita occorre applicare sul piedino indicato **offset** o **balance** (solo se presente nell'operazionale), una tensione positiva o negativa (vedi fig.17).

Se l'accoppiamento tra i due stadi viene effettuato in **alternata**, cioè interponendo tra l'uscita del primo operazionale e l'ingresso del secondo un condensatore elettrolitico di disaccoppiamento, la tensione di **offset** non ci interessa, perchè questo condensatore impedirà alla tensione continua presente sull'uscita del primo operazionale di giungere sul piedino d'ingresso del secondo operazionale.

Negli operazionali in cui il terminale di **offset** non risulta presente, questa correzione si può ugualmente effettuare modificando lo schema come visibile nelle figg.18-19.

**Fig.17 Negli operazionali provvisti dei piedini "balance", potremo eliminare la tensione di offset collegando tra questi due piedini un trimmer da 4.700 ohm. Il cursore andrà collegato o alla tensione positiva o a quella negativa di alimentazione (vedi R3).**



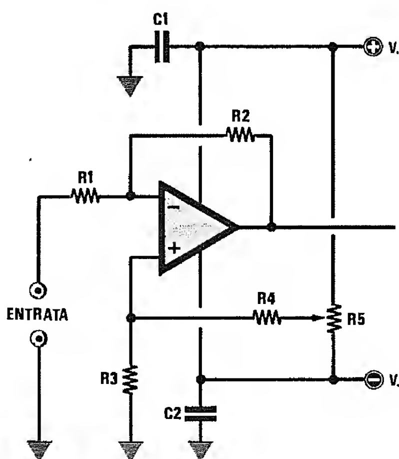




**Fig.18 Se l'operazionale non ha i piedini di "balance", potremo eliminare l'offset collegando tra i due estremi della tensione Duale un trimmer da 10.000 ohm (vedi R5). Il cursore verrà collegato al piedino "non invertente" con una resistenza da 100.000 ohm.**

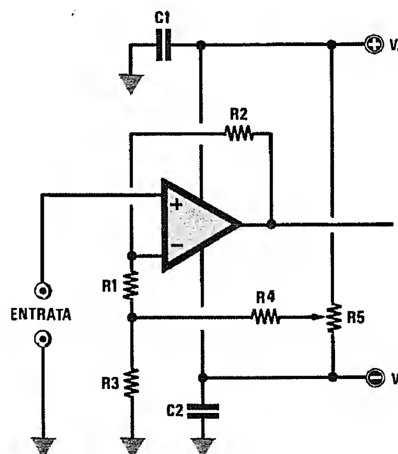



**Fig.19 Se il segnale da amplificare entra nel piedino "non invertente", il cursore del trimmer R5 andrà collegato al piedino "invertente" sempre tramite la resistenza R4 da 100.000 ohm. I valori di R1-R2 determinano il guadagno dell'amplificatore.**

## AMPLIFICATORE in CC che utilizza l'ingresso INVERTENTE

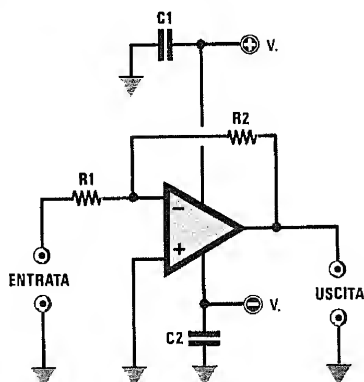



Fig.20 Schema di un amplificatore in CONTINUA che utilizza l'ingresso "invertente" alimentato da una tensione DUALE.

R1-R2 = vedi Guadagno
C1-C2 = 100.000 pF
GUADAGNO = R2 : R1

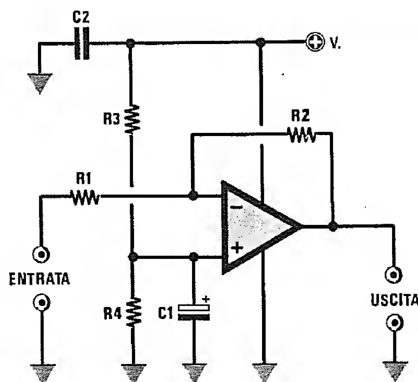



Fig.21 Schema di un amplificatore in CONTINUA che utilizza l'ingresso "invertente" alimentato da una tensione SINGOLA.

R1-R2 = vedi Guadagno
R3-R4 = 10.000 ohm 1/4 watt
C1 = 10 mF elettrolitico
C2 = 100.000 pF
GUADAGNO = R2 : R1

## AMPLIFICATORE in CC che utilizza l'ingresso NON INVERTENTE

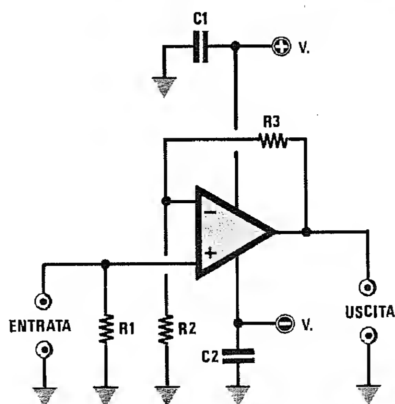



Fig.22 Schema di un amplificatore in CONTINUA che utilizza l'ingresso "non invertente" alimentato da una tensione DUALE.

R1 = 100.000 ohm
R2-R3 = vedi Guadagno
C1-C2 = 100.000 pF
GUADAGNO = (R3 : R2) + 1

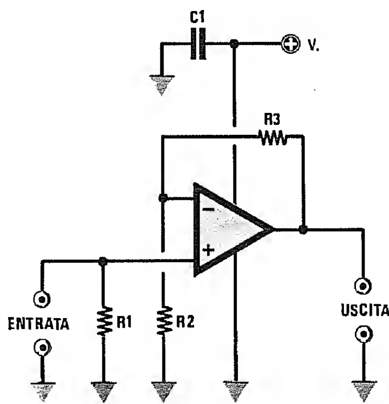



Fig.23 Per alimentare lo schema di fig.22 con una tensione SINGOLA, dovremo usare operazionali tipo LM.358 - LM.324 - CA3130.

R1 = 100.000 ohm
R2-R3 = vedi Guadagno
C1 = 100.000 pF
GUADAGNO = (R3 : R2) + 1

## AMPLIFICATORE in AC che utilizza l'ingresso INVERTENTE

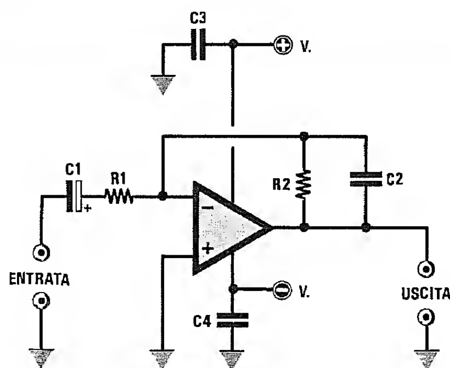



Fig.24 Schema di un amplificatore in ALTERNATA che utilizza l'ingresso "invertente" alimentato da una tensione DUALE.

R1-R2 = vedi Guadagno
C1 = 4,7 mF elettrolitico
C2 = 220 pF ceramico
C3-C4 = 100.000 pF
GUADAGNO = R2 : R1

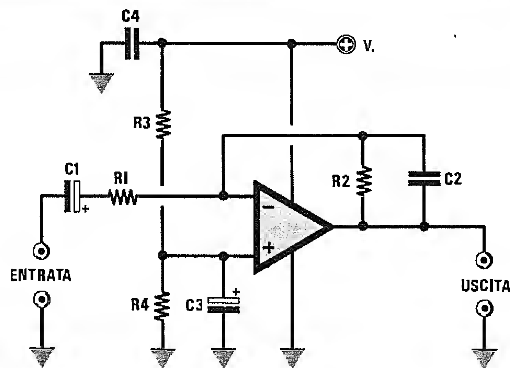



Fig.25 Schema di un amplificatore in ALTERNATA che utilizza l'ingresso "invertente" alimentato da una tensione SINGOLA.

R1-R2 = vedi Guadagno
R3-R4 = 10.000 ohm 1/4 watt
C1 = 4,7 mF elettrolitico
C2 = 220 pF ceramico
C3 = 10 mF elettrolitico
C4 = 100.000 pF
GUADAGNO = R2 : R1

## AMPLIFICATORE in AC che utilizza l'ingresso NON INVERTENTE

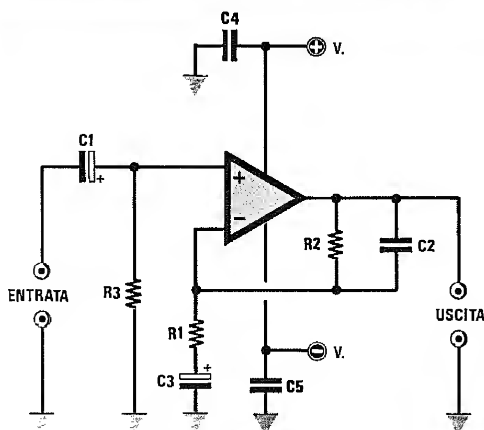



Fig.26 Schema di un amplificatore in ALTERNATA che utilizza l'ingresso "non invertente" alimentato da una tensione DUALE.

R1-R2 = vedi Guadagno
R3 = 100.000 ohm 1/4 watt
C1 = 4,7 mF elettrolitico
C2 = 220 pF poliestere
C3 = 10 mF elettrolitico
C4-C5 = 100.000 pF
GUADAGNO = (R2 : R1) + 1

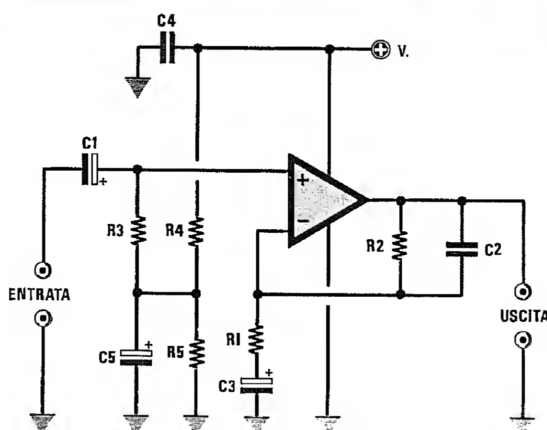



Fig.27 Schema di fig.26 modificato, alimentato da una tensione SINGOLA.

R1 = 100.000 ohm
R2-R3 = vedi Guadagno
R4-R5 = 10.000 ohm
C1 = 4,7 mF elettrolitico
C2-C4 = 10 mF elettrolitico
C3 = 220 pF poliestere
C5 = 100.000 pF poliestere
GUADAGNO = (R2 : R1) + 1

## ADATTATORE da ALTA IMPEDENZA a BASSA IMPEDENZA

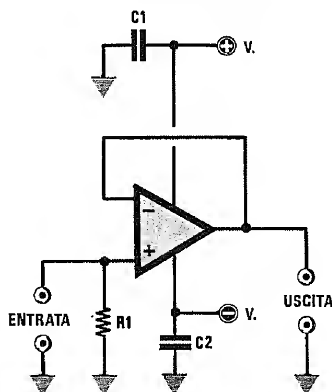



**Fig.28 Schema di un circuito con un ingresso ad ALTA impedenza ed un'uscita a BASSA impedenza, alimentato con una tensione DUALE.**

**R1 = 470.000 ohm 1/4 watt**
**C1-C2 = 100.000 pF**

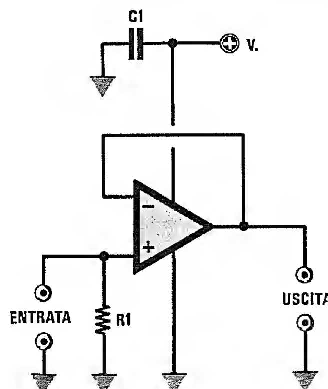



**Fig.29 Il circuito di fig.28 può essere alimentato con una tensione SINGOLA soltanto se useremo operazionali del tipo LM.358 - LM.324 - CA.3130.**

**R1 = 470.000 ohm 1/4 watt**
**C1 = 100.000 pF**

Per convertire un segnale ad **alta impedenza**, anche dell'ordine di qualche **megaohm**, in un segnale a **bassa impedenza** potremo usare lo schema visibile nella fig.28.

Il valore della resistenza **R1**, che coincide con l'impedenza d'ingresso dell'adattatore, viene scelto generalmente in modo che sia 10 o 100 volte maggiore dell'impedenza del generatore in ingresso.

Questo circuito ha un **guadagno 1**, vale a dire che **non amplifica** e quindi il segnale che preleveremo in uscita avrà la stessa ampiezza del segnale applicato sull'ingresso.

Lo schema visibile in fig.28 potrà essere utilizzato soltanto per alimentazioni **duali**.

Lo schema che vedete riprodotto di fig.29 potrà essere utilizzato per un'alimentazione **singola** soltanto con operazionali di tipo **LM.358 - LM.324 - CA.3130**.

## CALCOLO CAPACITÀ C1-C2 per gli schemi delle figg. 24-25-26-27

La capacità del condensatore **C1** presente sull'ingresso non dovrà mai risultare inferiore al valore ricavato dalla formula sotto riportata per non **attenuare** le frequenze più **basse**.

La capacità del condensatore **C2**, applicato in parallelo alla resistenza **R2**, serve per **tagliare** il passaggio delle frequenze più **alte**.

**C1 microFarad = 159.000 : (R1 ohm x Hz)**

**C2 picoFarad = 159.000 : (R2 Kiloohm x KHz)**

Per ricavare gli **Hz** o i **KHz** conoscendo la capacità dei condensatori **C1** e **C2** e delle resistenze **R1** e **R2** useremo queste formule:

**Hertz = 159.000 : (R1 ohm x C1 microF)**

**KHz = 159.000 : (R2 Kiloohm x C2 picoF)**

**Esempio** = Avendo inserito in un amplificatore un valore di **47 Kiloohm** per la resistenza **R2** ed un valore di **2,2 Kiloohm** per la resistenza **R1**, vorremmo conoscere il **guadagno** di questo stadio:

**47 : 2,2 = 21,36 volte**

Per ottenere una **banda passante** che da un minimo di **20 Hz** possa raggiungere un massimo di **15 KHz**, dovremo scegliere per il condensatore **C1** una capacità non **minore** di:

**159.000 : (2.200 x 20) = 3,61 mF**

Quindi potremo tranquillamente utilizzare un condensatore elettrolitico da **4,7 microFarad**.

Il valore del condensatore **C2** non dovrà mai risultare **maggiore** di:

**159.000 : (47 x 15) = 225 picoFarad**

## MIXER INVERTENTE in CC

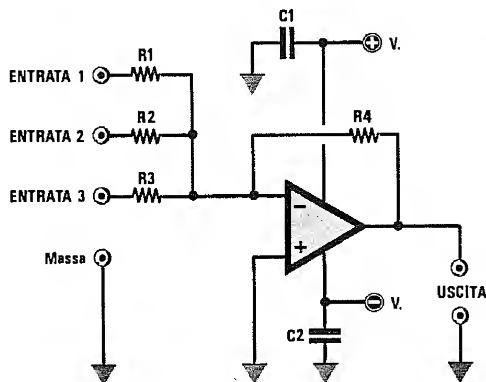



**Fig.30 Schema di un MIXER in CONTINUA alimentato da una tensione DUALE.**

R1-R2-R3 = 47.000 ohm
R4 = 470.000 ohm
C1-C2 = 100.000 pF
GUADAGNO ingresso 1 = R4 : R1
GUADAGNO ingresso 2 = R4 : R2
GUADAGNO ingresso 3 = R4 : R3

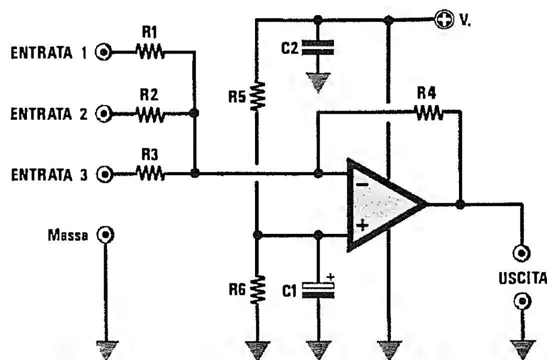



**Fig.31 Schema di un MIXER in CONTINUA alimentato da una tensione SINGOLA.**

R1-R2-R3 = 47.000 ohm
R4 = 470.000 ohm
R5-R6 = 10.000 ohm 1/4 watt
C1 = 100.000 pF
C2 = 10 mF elettrolitico
GUADAGNO ingresso 1 = R4 : R1
GUADAGNO ingresso 2 = R4 : R2
GUADAGNO ingresso 3 = R4 : R3

## MIXER INVERTENTE in AC

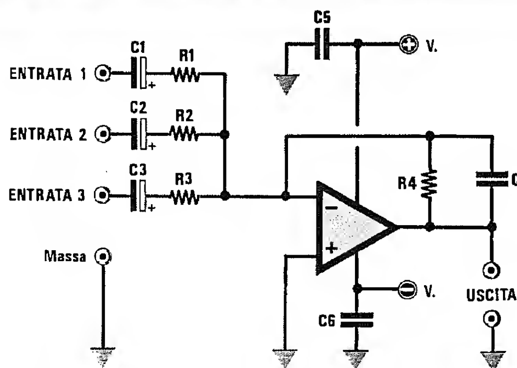



**Fig.32 Schema di un MIXER in ALTERNATA alimentato da una tensione DUALE.**

R1-R2-R3 = 47.000 ohm
R4 = 470.000 ohm
C1-C2-C3 = 4,7 mF elettrolitico
C4 = 220 pF ceramico
C5-C6 = 100.000 pF
GUADAGNO ingresso 1 = R4 : R1
GUADAGNO ingresso 2 = R4 : R2
GUADAGNO ingresso 3 = R4 : R3

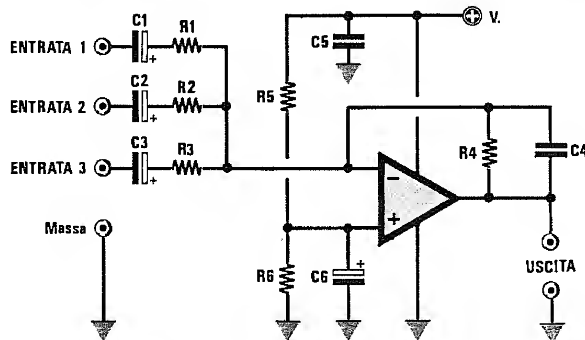



**Fig.33 Schema di un MIXER in ALTERNATA alimentato da una tensione SINGOLA.**

R1-R2-R3 = 47.000 ohm
R4 = 470.000 ohm
R5-R6 = 10.000 ohm 1/4 watt
C1-C2-C3 = 4,7 mF elettrolitico
C4 = 220 pF ceramico - C5 = 100.000 pF
C6 = 10 mF elettrolitico
GUADAGNO ingresso 1 = R4 : R1
GUADAGNO ingresso 2 = R4 : R2
GUADAGNO ingresso 3 = R4 : R3

## RADDRIZZATORE IDEALE ad una SEMIONDA

Una tensione alternata **raddrizzata** tramite un diodo al germanio o al silicio non risulta **ideale**, perché questi componenti hanno un valore di soglia che occorre necessariamente superare per far sì che conducano.

I diodi al **germanio** iniziano a raddrizzare una tensione alternata solo quando viene superata la soglia di **0,3 volt**, mentre i diodi al **silicio** solo quando viene superata la soglia di **0,7 volt** circa.

Per certe applicazioni (strumenti di misura, interfacce rivelatrici, ecc), dove occorre necessariamente rilevare anche le più piccole variazioni di tensione comprese sotto a questi valori di soglia, cioè da **0,68 volt** a **0 volt**, bisogna utilizzare dei **raddrizzatori ideali** in grado di raddrizzare tensioni alternate anche di pochi **microvolt**.

In fig.38 riportiamo lo schema di un raddrizzatore ideale ad **una semionda** che utilizza l'ingresso **non invertente**, che potremo usare se lo alimentiamo con una tensione **duale**.

In fig.39 riportiamo lo stesso schema modificato per essere utilizzato con un'alimentazione **singola**.

Usando un'alimentazione **duale** con il diodo **DS1** orientato come visibile in fig.38, ci ritroveremo sull'uscita una tensione di **0 volt** in assenza di segnale, mentre, in presenza di un segnale alternato in ingresso, ci ritroveremo in uscita soltanto le semionde positive.

Usando un'alimentazione **singola**, ci ritroveremo sull'uscita **metà tensione** di alimentazione **in assenza** di segnale, mentre, in presenza di un segnale alternato, ci ritroveremo le semionde positive che da **metà** tensione saliranno verso il loro massimo.

Se orientassimo il diodo **DS1** nel verso opposto otterremmo in uscita soltanto le semionde negative.

In fig.40 riportiamo lo schema di un raddrizzatore ideale ad **una semionda** alimentato con una tensione **duale** che utilizza l'ingresso **invertente**.

In fig.41 riportiamo lo stesso schema modificato per essere utilizzato con un'alimentazione **singola**.

Se alimenteremo l'operazionale con una tensione **duale** e rivolgeremo i **Catodi** dei due diodi come visibile nello schema elettrico, otterremo una tensione continua **positiva** che partendo da **0 volt** salirà verso il suo massimo (vedi fig. 34).

Se rivolgeremo i **Catodi** dei due diodi in senso inverso, otterremo una tensione continua **negativa** che partendo da **0 volt** scenderà verso il suo minimo.

Se alimenteremo l'operazionale con una tensione **singola** e rivolgeremo i **Catodi** dei diodi come visibile nello schema elettrico, otterremo una tensione continua **positiva** che partendo dalla **metà** del valore di alimentazione salirà verso il suo massimo (vedi fig.35).

Se rivolgeremo i **Catodi** dei due diodi in senso inverso, otterremo una tensione **negativa** che partendo dalla **metà** del valore di alimentazione scenderà verso gli **0 volt**.

Il valore delle due resistenze **R1-R2** deve risultare identico per ottenere una tensione raddrizzata uguale al valore della tensione alternata applicata sul suo ingresso.

È consigliabile per queste due resistenze non scendere mai sotto i **10.000 ohm** o superare i **27.000 ohm**.

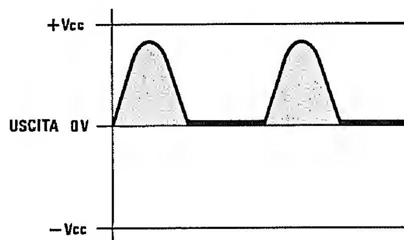



**Fig.34 Sull'uscita di un raddrizzatore a semionda IDEALE alimentato con una tensione DUALE (vedi figg.38-40), otterremo "0 volt" quando sull'ingresso non risulta applicato alcun segnale e delle semionde positive che da 0 volt saliranno al massimo valore di +Vcc, quando sull'ingresso viene applicato un segnale alternato.**

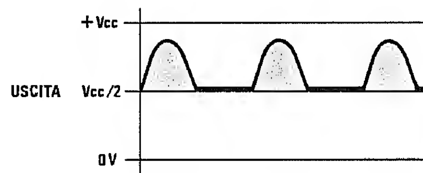



**Fig.35 Sull'uscita di un raddrizzatore a semionda IDEALE alimentato con una tensione SINGOLA (vedi figg.39-41), otterremo METÀ tensione di alimentazione quando sull'ingresso non è applicato alcun segnale e delle semionde positive che da Vcc:2 saliranno al massimo valore di +Vcc, quando sull'ingresso è presente un segnale alternato.**

Per raddrizzare entrambe le **semionde** dovremo necessariamente usare un integrato che contenga al suo interno due operazionali, ad esempio il **TL.082** o altri equivalenti.

In fig.42 riportiamo lo schema di un raddrizzatore ideale a **doppia semionda** alimentato con una tensione **duale**.

In fig.43 riportiamo lo stesso schema modificato per essere utilizzato con un'alimentazione **singola**.

Se alimenteremo l'operazionale con una tensione **duale** e rivolgeremo i **Catodi** dei due diodi come visibile nello schema elettrico, otterremo una tensione continua **positiva** che partendo da **0 volt** salirà verso il suo massimo (vedi fig.36).

Se rivolgeremo i **Catodi** dei due diodi in senso inverso, otterremo una tensione continua **negativa** che partendo da **0 volt** scenderà verso il suo minimo.

Se alimenteremo l'operazionale con una tensione **singola** e rivolgeremo i **Catodi** dei diodi come visibile nello schema elettrico, otterremo una tensione continua **positiva** che partendo dalla **metà** del valore di alimentazione salirà verso il suo massimo (vedi fig.37).

Se rivolgeremo i **Catodi** dei due diodi in senso inverso, otterremo una tensione **negativa** che partendo dalla **metà** del valore di alimentazione scenderà verso gli **0 volt.**

Il valore delle resistenze **R1-R2-R3** deve risultare identico per ottenere una tensione raddrizzata uguale al valore della tensione alternata applicata sul suo ingresso.

È consigliabile per queste resistenze non scendere mai sotto ai **10.000 ohm** o superare i **27.000 ohm**.

Per **amplificare** il valore della tensione raddrizzata, potremo aumentare il valore di **R2-R3** rispetto al valore di **R1**, perchè il guadagno si ricava dalla formula:

**Guadagno = R2 o R3 : R1**

In fig.44 presentiamo un secondo raddrizzatore ideale a **doppia semionda** da alimentare con una tensione **duale**.

In fig.45 presentiamo lo stesso schema modificato per essere alimentato con una tensione **singola**.

Se alimentiamo questo circuito con una tensione **duale**, otterremo in uscita una tensione raddrizzata **positiva** che partendo da **0 volt** salirà verso il suo massimo positivo.

Se collegheremo i due diodi in senso inverso, otterremo una tensione raddrizzata **negativa** che da **0 volt** scenderà verso il suo massimo negativo.

Se alimentiamo questo circuito con una tensione **singola**, ritroveremo in uscita sempre **metà** della tensione di alimentazione (vedi fig.37).

Pertanto se alimenteremo il circuito con una tensione di **12 volt**, in assenza di segnale risulterà sempre presente sull'uscita una tensione **positiva** di **6 volt** che salirà, in presenza di un segnale di BF, fino a raggiungere un massimo di **10 volt** circa.

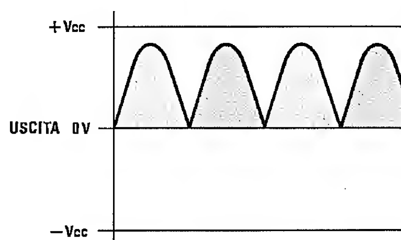



**Fig.36 Sull'uscita di un raddrizzatore a DOPPIA semionda alimentato con una tensione DUALE (vedi figg.42-44-46), otterremo "0 volt" quando sull'ingresso non risulta applicato alcun segnale e delle semionde positive che da 0 volt saliranno al massimo valore di +Vcc, quando sull'ingresso viene applicato un segnale alternato.**

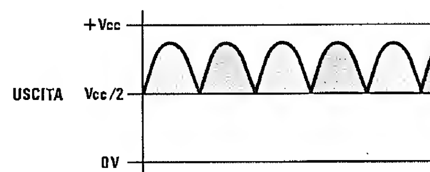



**Fig.37 Sull'uscita di un raddrizzatore a DOPPIA semionda alimentato con una tensione SINGOLA (vedi figg.43-45-47), otterremo METÀ tensione di alimentazione quando sull'ingresso non è applicato alcun segnale e delle semionde positive che da Vcc:2 saliranno al massimo valore di +Vcc, quando sull'ingresso è presente un segnale alternato.**

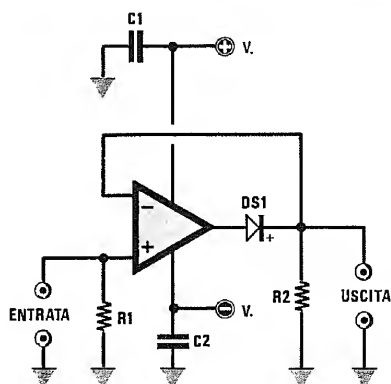



Fig.38 Schema di un raddrizzatore IDEALE a semionda alimentato con una tensione DUALE. In assenza di segnale, sul piedino d'uscita risulteranno presenti "0 volt".

R1 = 100.000 ohm
R2 = 10.000 ohm
C1-C2 = 100.000 pF
DS1 = diodo 1N4150 o 1N4148

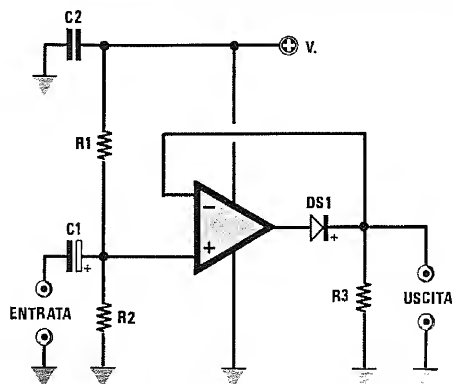



Fig.39 Schema di un raddrizzatore IDEALE a semionda alimentato con una tensione SINGOLA. In assenza di segnale, sul piedino d'uscita risulterà presente METÀ Vcc.

R1-R2 = 100.000 ohm
R3 = 10.000 ohm
C1 = 1 mF elettrolitico
C2 = 100.000 pF
DS1 = diodo 1N4150 o 1N4148

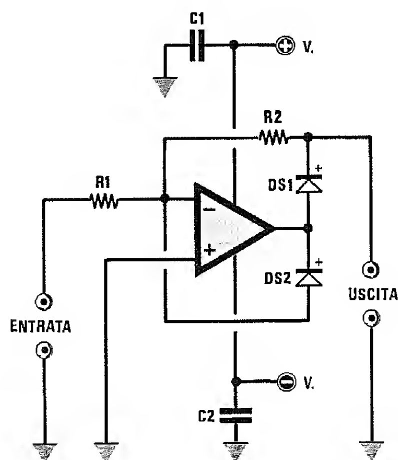



Fig.40 Schema di un raddrizzatore IDEALE a semionda alimentato con una tensione DUALE. In assenza di segnale, sul piedino d'uscita risulteranno presenti "0 volt".

R1 = 100.000 ohm
R2 = 10.000 ohm
C1-C2 = 100.000 pF
DS1-DS2 = diodo 1N4150

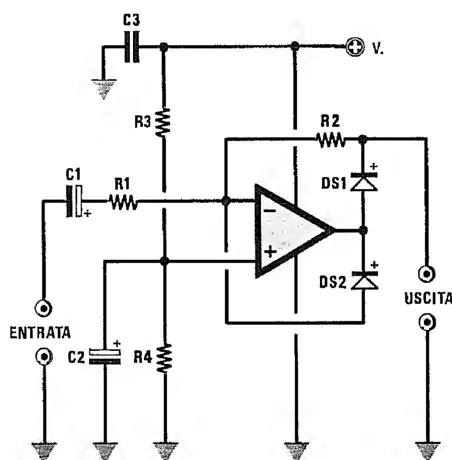



Fig.41 Schema di un raddrizzatore IDEALE a semionda alimentato con una tensione SINGOLA. In assenza di segnale, sul piedino d'uscita risulterà presente METÀ Vcc.

R1 = 100.000 ohm
R2-R3-R4 = 10.000 ohm
C1-C2 = 10 mF elettrolitico
C3 = 100.000 pF
DS1-DS2 = diodo 1N4150

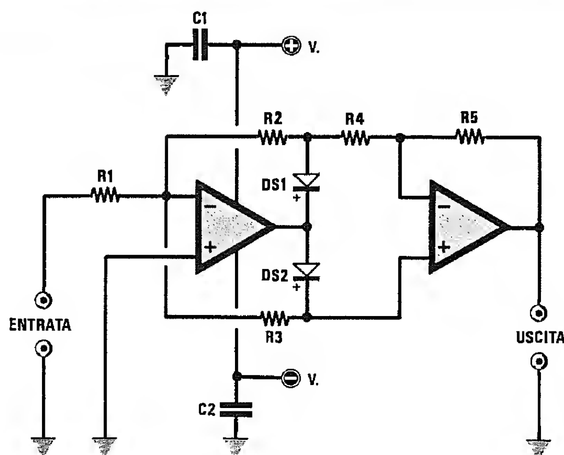



Fig.42 Schema di un raddrizzatore ideale a DOPPIA semionda da utilizzare per una alimentazione DUALE.

R1-R2-R3 = 22.000 ohm
R4 = 10.000 ohm
R5 = 22.000 ohm
C1-C2 = 100.000 pF
DS1-DS2 = diodo 1N4150

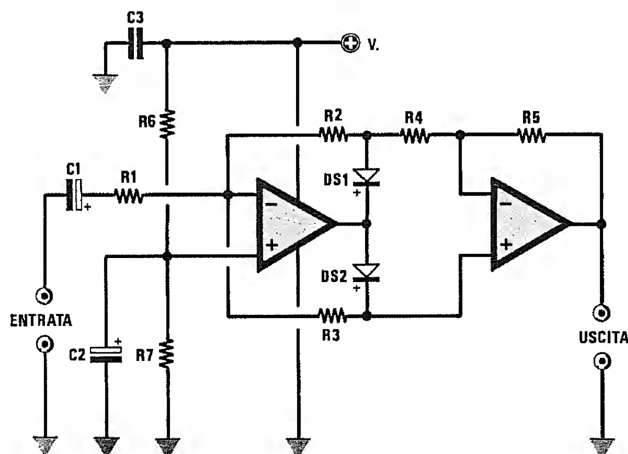



Fig.43 Schema di un raddrizzatore ideale a DOPPIA semionda da utilizzare per una alimentazione SINGOLA.

R1-R2-R3 = 22.000 ohm
R4 = 10.000 ohm
R5 = 22.000 ohm
R6-R7 = 10.000 ohm
C1-C2 = 10 mF elettrolitico
C3 = 100.000 pF
DS1-DS2 = diodo 1N4150

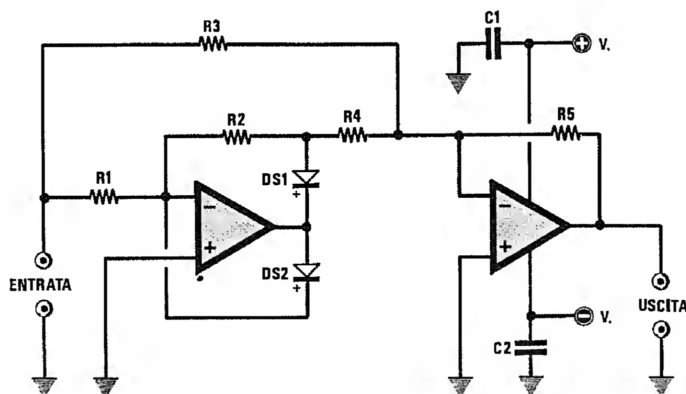
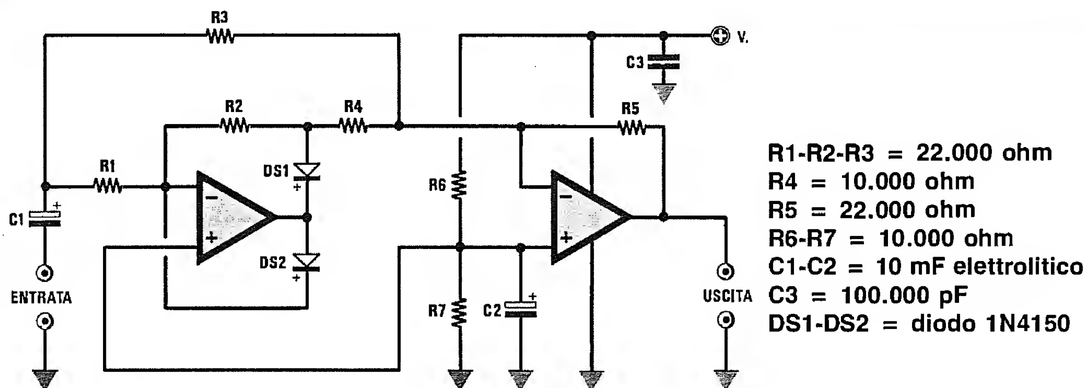



Fig.44 Schema di un raddrizzatore ideale a DOPPIA semionda da utilizzare per una alimentazione DUALE.

R1-R2-R3 = 22.000 ohm
R4 = 10.000 ohm
R5 = 22.000 ohm
C1-C2 = 100.000 pF
DS1-DS2 = diodo 1N4150




R1-R2-R3 = 22.000 ohm
R4 = 10.000 ohm
R5 = 22.000 ohm
R6-R7 = 10.000 ohm
C1-C2 = 10 mF elettrolitico
C3 = 100.000 pF
DS1-DS2 = diodo 1N4150

**Fig.45 Raddrizzatore ideale a DOPPIA semionda da utilizzare per una alimentazione SINGOLA.**

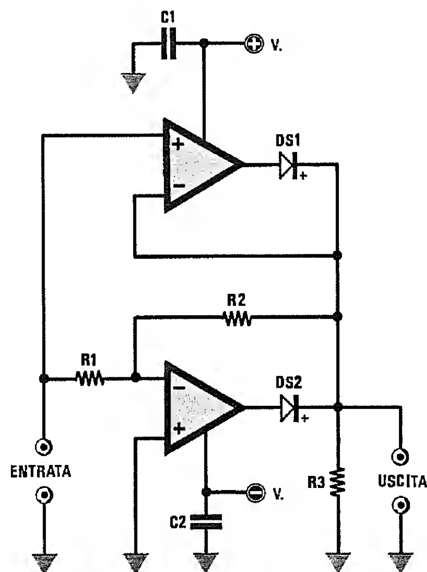



**Fig.46 Una diversa configurazione di raddrizzatore ideale a DOPPIA semionda da utilizzare per una alimentazione DUALE. In assenza di segnale, sull'uscita risulterà presente una tensione di "0 volt" (vedi fig.36).**

R1-R2 = 100.000 ohm
R3 = 10.000 ohm
C1-C2 = 100.000 pF
DS1-DS2 = diodo 1N4150 o 1N4148

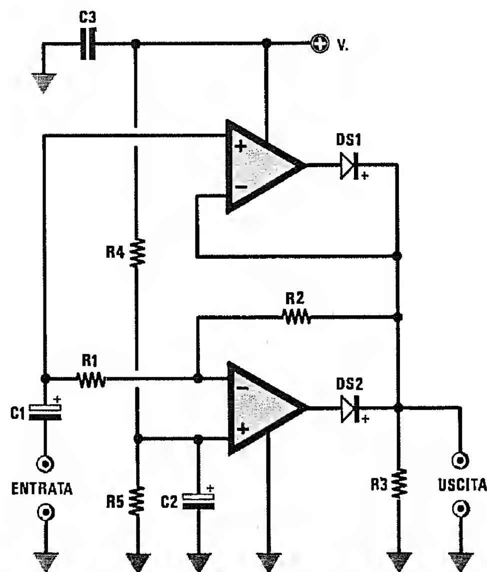



**Fig.47 Schema di fig.46 modificato per poterlo alimentare con una tensione SINGOLA. In assenza di segnale, sull'uscita risulterà presente METÀ tensione di alimentazione (vedi fig.37).**

R1-R2 = 100.000 ohm
R3-R4-R5 = 10.000 ohm
C1-C2 = 10 mF elettrolitico
C3 = 100.000 pF
DS1-DS2 = diodo 1N4150 o 1N4148

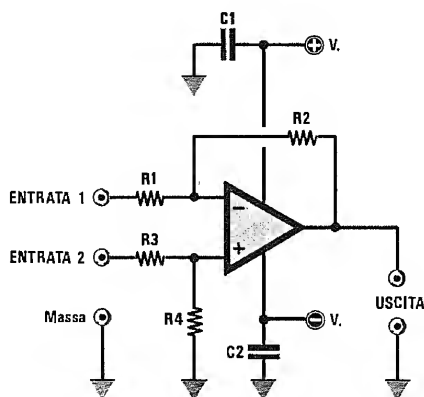



**Fig.48 Schema di un amplificatore DIFFERENZIALE da utilizzare per una alimentazione DUALE. Per questo schema potremo utilizzare qualsiasi tipo di integrato operazionale, cioè uA.741 - uA.748 - TL.081 - LF.356.**

**R1 = 220.000 ohm**
**R2 = 820.000 ohm**
**R3 = 220.000 ohm**
**R4 = 820.000 ohm**
**C1-C2 = 100.000 pF**

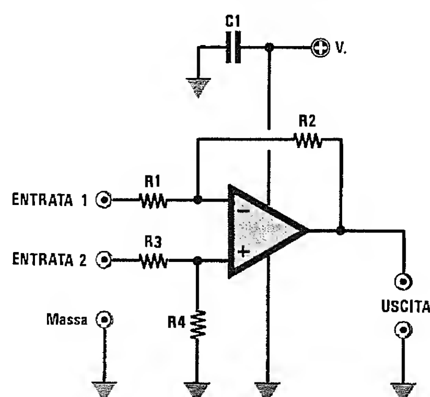



**Fig.49 Schema di un amplificatore DIFFERENZIALE da utilizzare per una alimentazione SINGOLA. Per questo schema dovremo utilizzare soltanto degli integrati operazionali tipo LM.358 - LM.324 - CA.3130.**

**R1 = 220.000 ohm**
**R2 = 820.000 ohm**
**R3 = 220.000 ohm**
**R4 = 820.000 ohm**
**C1 = 100.000 pF**

Gli amplificatori **differenziali** vengono frequentemente utilizzati per rilevare la differenza che esiste tra due tensioni applicate sui piedini d'ingresso.

Se sugli ingressi applicheremo due tensioni CC o due segnali alternati, sull'uscita ritroveremo la differenza moltiplicata per il **guadagno**.

Tanto per fare un esempio, se abbiamo un differenziale che amplifica di **20 volte** e sui due ingressi applichiamo due identiche tensioni di **5 volt**, ritroveremo sull'uscita una tensione di **0 volt**.

Se invece su un ingresso applichiamo **5 volt** e sull'altro **5,1 volt**, ritroveremo in uscita una tensione di:

**(5,1 - 5) x 20 = 2 volt**

In questi circuiti è **molto importante** che:
il valore di **R1** risulti identico a quello di **R3**
il valore di **R2** risulti identico a quello di **R4**.

Infatti in questo caso il **guadagno** di questo stadio si ricava dalla formula:

**Guadagno = R2 : R1**

mentre il valore della tensione di uscita si ricava dalla formula:

**V/uscita = (R2 : R1) x (V2 - V1)**

Dove **V1** e **V2** rappresentano il valore delle tensioni applicate sui due ingressi.

Lo schema visibile in fig.48 potrà essere utilizzato soltanto per alimentazioni **duali.**

Lo schema di fig.49 potrà essere utilizzato per un'alimentazione **singola**, ma solo con operazionali tipo **LM.358 - LM.324 - CA.3130.**

Utilizzando questi integrati bisogna però tenere presente che se la tensione **V2** risulta maggiore di **V1**, all'uscita del differenziale ritroveremo una tensione che sarà proporzionale alla differenza **V2 - V1**, mentre se la tensione **V2** è minore di **V1**, la tensione d'uscita sarà pari a 0 Volt.

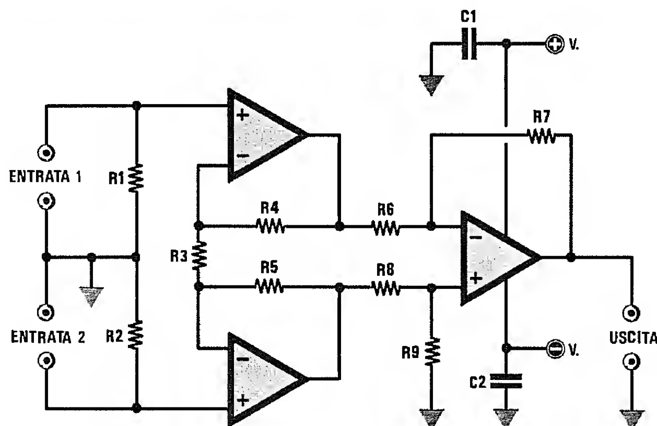



**Fig.50 Schema di un amplificatore DIFFERENZIALE che utilizza 3 amplificatori operazionali da alimentare con una tensione DUALE.**

**R1-R2 = 100.000 ohm**
**R3 = 22.000 ohm**
**R4-R5 = 47.000 ohm**
**R6-R8 = 22.000 ohm**
**R7-R9 = 22.000 ohm**
**C1-C2 = 100.000 pF**

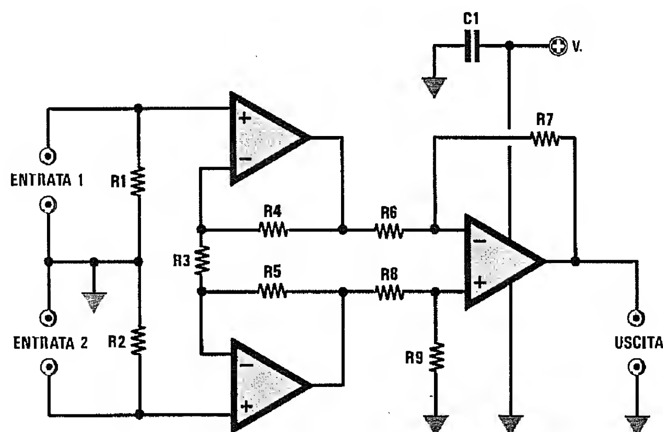



**Fig.51 Se volessimo alimentare il circuito di fig.50 con una tensione SINGOLA, dovremo utilizzare degli integrati LM.324 - LM.358 - CA.3130.**

**R1-R2 = 100.000 ohm**
**R3 = 22.000 ohm**
**R4-R5 = 47.000 ohm**
**R6-R8 = 22.000 ohm**
**R7-R9 = 22.000 ohm**
**C1 = 100.000 pF**



In fig.50 riportiamo lo schema di un amplificatore **differenziale** con alimentazione **duale** che utilizza tre operazionali.

Questo schema viene normalmente utilizzato per **strumenti di misura**, **preamplificatori Hi-Fi** e nelle apparecchiature elettromedicali, perchè riesce ad eliminare automaticamente tutti i disturbi di modo comune in ingresso, cioè **rumori - ronzii**, ecc., e ad amplificare solamente la differenza dei segnali utili applicati sui due ingressi.

In fig.51 riportiamo lo stesso schema da utilizzare per un'alimentazione **singola** e solo con operazionali tipo **LM.358 - LM.324 - CA.3130**.

Nei due schemi visibili nelle figg.50-51 è molto **importante** che le coppie di resistenze, che qui vi indicheremo, risultino esattamente dello stesso valore.

valore di **R1** esattamente identico a **R2**
valore di **R4** esattamente identico a **R5**
valore di **R6** esattamente identico a **R8**
valore di **R7** esattamente identico a **R9**

Se cortocircuitando i due ingressi sull'uscita non saranno presenti **0 volt** per problemi di offset o a causa della tolleranza delle resistenze, potremo correggere questo **errore** ponendo in serie alla resistenza **R9** un trimmer.

Il **guadagno** di questo differenziale si ricava:

**Guadagno = (R7 : R6) x (2 x R4 : R3) + 1**

## OSCILLATORE SINUSOIDALE a FREQUENZA FISSA - Alimentazione DUALE

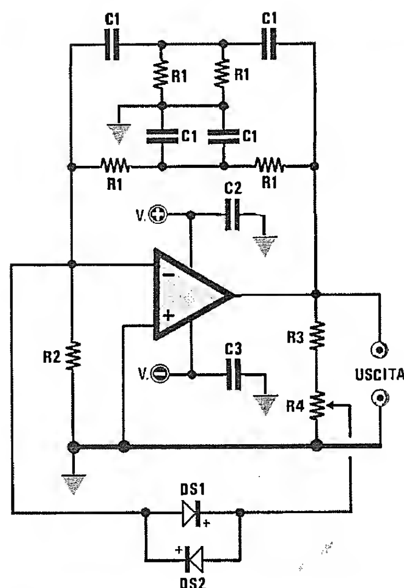



Fig.52 Schema elettrico di un oscillatore sinusoidale a DOPPIO T da alimentare con una tensione DUALE. Il trimmer R4 lo ruoteremo fino a far innescare l'oscillatore, cercando la posizione in cui l'onda sinusoidale presenterà la minima distorsione.

R1 = vedi formule fondo pagina
R2 = 10.000 ohm
R3 = 1.000 ohm
R4 = 10.000 ohm trimmer
C1 = vedi formule fondo pagina
C2-C3 = 100.000 pF
DS1-DS2 = diodo 1N4150 o 1N4148

## OSCILLATORE SINUSOIDALE a FREQUENZA FISSA - Alimentazione SINGOLA

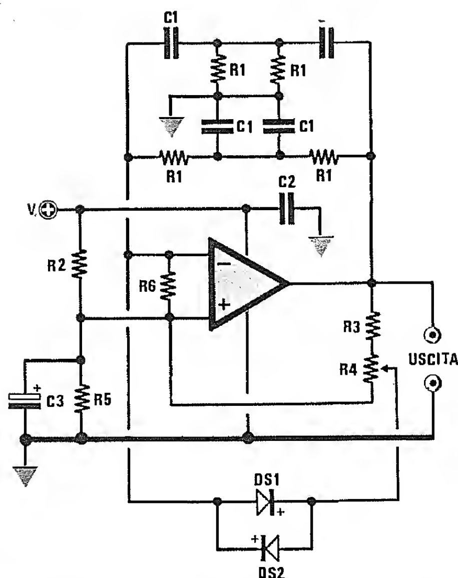



Fig.53 Circuito di fig.52 modificato per essere alimentato con una tensione SINGOLA. Il trimmer R4 andrà ruotato fino a far innescare l'oscillatore, cercando la posizione in cui l'onda sinusoidale presenterà la minima distorsione.

R1 = vedi formule fondo pagina
R2 = 10.000 ohm
R3 = 1.000 ohm
R4 = 10.000 ohm trimmer
R5-R6 = 10.000 ohm
C1 = vedi formule fondo pagina
C2 = 100.000 pF
C3 = 10 mF elettrolitico
DS1-DS2 = diodo 1N4150 o 1N4148

## FORMULE per CALCOLARE i valori di R1-C1 e la FREQUENZA per le figg.52-53

| | |
|---|---|
| Hz = 159.000 : (R1 x C1) | Il valore di R1 è espresso in Kiloohm |
| C1 = 159.000 : (Hz x R1) | Il valore di C1 è espresso in nanoFarad |
| R1 = 159.000 : (Hz x C1) | Il valore della frequenza è espresso in Hertz |

Nella fig.52 vi presentiamo lo schema elettrico di un oscillatore a **doppio T** in grado di generare un'onda sinusoidale ed idoneo ad essere utilizzato per un'alimentazione **duale**, mentre nella fig.53 lo stesso schema è stato modificato per una tensione **singola**.

Facciamo presente che questo tipo di oscillatore serve solo per generare una frequenza **fissa** che potremo comunque modificare cambiando i valori delle resistenze **R1** e dei condensatori **C1**.

Come noterete, in questi schemi esistono quattro resistenze siglate **R1** e quattro condensatori siglati **C1**, perchè tutti questi componenti, che portano la stessa sigla, debbono risultare dello **stesso** valore.

Le formule da utilizzare per ricavare la frequenza in **Hertz** oppure il valore delle resistenze in **Kiloohm** o quello dei condensatori in **nanoFarad** sono le seguenti:

**Hz = 159.000 : (R1 Kiloohm x C1 nanoF)**

**C1 nanoF = 159.000 : (Hz x R1 Kiloohm)**

**R1 Kiloohm = 159.000 : (Hz x C1 nanoF)**

Il trimmer **R4**, presente sull'uscita dell'operazionale ed il cui cursore risulta collegato ai due diodi **DS1-DS2** posti in opposizione di polarità, serve per far **innescare** l'oscillatore e per ridurre la **distorsione** in uscita.

In pratica si ruoterà questo trimmer fino a quando sull'uscita non si otterrà un'onda sinusoidale, poi si ritoccherà leggermente fino ad ottenere, sullo schermo dell'oscilloscopio, un'onda **perfetta**.

**Esempio** = Volendo realizzare un oscillatore che generi una frequenza fissa di **1.000 Hz**, vorremmo conoscere quali valori di **R1** e di **C1** utilizzare.

Come già accennato in altri articoli, quando dobbiamo arbitrariamente scegliere il valore di una resistenza o di un condensatore, conviene sempre scegliere prima un valore di **capacità standard** e poi calcolare il valore delle **resistenze** cercando di ottenere un'adeguata proporzione tra i valori ottenuti, così da non trovarci ad utilizzare dei condensatori di **elevatissima** capacità e delle resistenze di **bassissimo** valore o viceversa.

Ammesso di aver scelto una capacità standard di **4.700 pF** pari a **4,7 nanoFarad**, controlleremo quale valore di resistenza dovremo scegliere utilizzando la formula sopra riportata:

**159.000 : (1.000 x 4,7) = 33,82 Kiloohm**

Poichè il valore standard che più si avvicina a questo valore è **33 Kiloohm**, potremo utilizzare nell'oscillatore per le resistenze **R1 = 33 Kiloohm** e per i condensatori **C1 = 4,7 nanoF**, poi calcolare quale frequenza in via teorica potremo ottenere con questi due valori:

**159.000 : (33 x 4,7) = 1.025 Hz**

In pratica il valore di frequenza reale sarà sempre diverso da quello calcolato in via **teorica**, perchè occorre tenere in considerazione che i condensatori e le resistenze che utilizzeremo hanno una **tolleranza**.

**Esempio** = In un oscillatore a DOPPIO T abbiamo utilizzato per **R1** delle resistenze da **15 Kiloohm** ed abbiamo inserito dei condensatori **C1** da **22 nanoFarad**, quindi vorremmo conoscere quale frequenza otterremo con questi valori.

Conoscendo il valore di **R1** e di **C1** potremo facilmente conoscere la frequenza che l'oscillatore genererà, utilizzando la formula riportata in basso sulla pagina di sinistra:

**159.000 : (15 x 22) = 481,8 Hertz**

Poichè le quattro resistenze **R1** e i quattro condensatori **C1** che inseriremo nel circuito hanno sempre tolleranze del **5-10 %**, è ovvio che la frequenza che otterremo potrà, all'atto pratico, risultare compresa tra i **433 Hz** e i **530 Hz**.

**Esempio** = Vorremmo sapere quale operazionale utilizzare per ottenere un'onda sinusoidale di circa **50.000 Hz** e quali valori di resistenza e di capacità.

Per ottenere una frequenza così elevata occorre usare un operazionale con ingresso a fet tipo **TL.081** e scegliere delle capacità di **470 - 560 - 680 pF** equivalenti a **0,47 - 0,56 - 0,68 nanoFarad.**

Scegliendo uno di questi valori calcoleremo quale resistenza si avvicinerà di più al valore **standard**:

**159.000 : (50.000 x 0,47) = 6,76 Kiloohm**
**159.000 : (50.000 x 0,56) = 5,67 Kiloohm**
**159.000 : (50.000 x 0,68) = 4,67 Kiloohm**

Se sceglieremo un condensatore da **0,47 nanoFarad** e una resistenza da **6,8 Kiloohm** otterremo una frequenza di circa:

**159.000 : (0,47 x 6,8) = 49.749 Hz**

## OSCILLATORE SINUSOIDALE VARIABILE a PONTE DI WIEN - Alimentazione DUALE

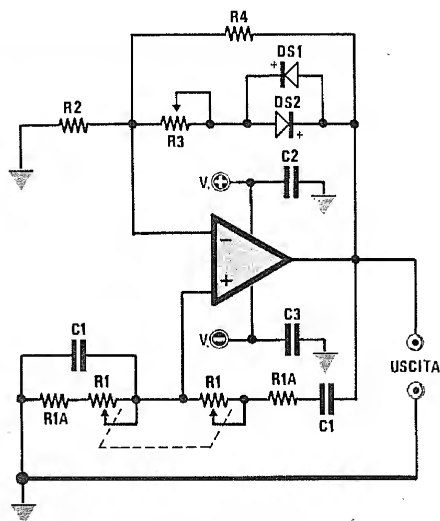



**Fig.54 Schema di un oscillatore a PONTE di WIEN da utilizzare per una alimentazione DUALE. Ruotando il doppio potenziometro R1 potremo variare la frequenza dell'oscillatore. Il trimmer R3 serve per far innescare l'oscillatore e per ridurre la distorsione.**

R1 = doppio potenziometro
R1/A = 1.000 ohm
R2 = 10.000 ohm
R3 = 4.700 ohm trimmer
R4 = 47.000 ohm
C1 = vedi formule fondo pagina
C2-C3 = 100.000 pF
DS1-DS2 = diodo 1N4150 o 1N4148

## OSCILLATORE SINUSOIDALE VARIABILE a PONTE DI WIEN - Alimentazione SINGOLA

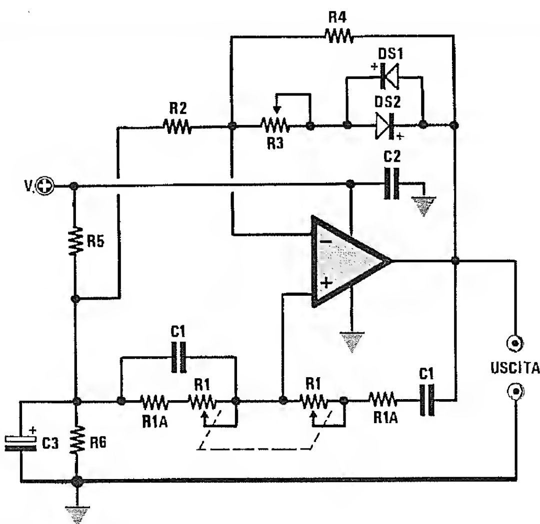



**Fig.55 Schema di un oscillatore a PONTE di WIEN da utilizzare per una alimentazione SINGOLA. Ruotando il doppio potenziometro R1 potremo variare la frequenza dell'oscillatore. Il trimmer R3 serve per far innescare l'oscillatore e per ridurre la distorsione.**

R1 = doppio potenziometro
R1/A = 1.000 ohm
R2 = 10.000 ohm
R3 = 4.700 ohm trimmer
R4 = 47.000 ohm
R5-R6 = 10.000 ohm
C1 = vedi formule fondo pagina
C2 = 100.000 pF
C3 = 10 mF elettrolitico
DS1-DS2 = diodo 1N4150 o 1N4148

## FORMULE per CALCOLARE i valori di R1-R1/A-C1 e la FREQUENZA per le figg.54-55

Hz = 159.000 : ((R1 + R1/A) x C1) — I valori di R1-R1/A sono espressi in Kiloohm

C1 = 159.000 : (Hz x (R1 + R1/A)) — Il valore di C1 è espresso in nanoFarad

R1 = (159.000 : (Hz x C1)) - R1/A — Il valore della frequenza è espresso in Hertz.

Volendo realizzare degli oscillatori a frequenza **variabile**, dovremo abbandonare gli schemi riportati nelle figg.52-53 ed utilizzare degli oscillatori a **ponte di Wien**.

Nella fig.54 vi presentiamo lo schema elettrico più semplice per questi oscillatori, idoneo per essere alimentato con una tensione **duale**, mentre nella fig.55 lo stesso schema è stato adattato per essere alimentato con una tensione **singola**.

In questi schemi le due resistenze siglate **R1** sono in pratica un **doppio potenziometro** lineare, che ci permetterà, ruotandolo, di modificare la frequenza del segnale sinusoidale.

Le formule da utilizzare per ricavare la frequenza in **Hertz** oppure il valore delle resistenze in **Kiloohm** o quello dei condensatori in **nanoFarad** sono le seguenti:

**Hz = 159.000 : [(R1 + R1/A) x C1]**

**C1 nanoF = 159.000 : [(R1 + R1/A) x Hz]**

**R1 + R1/A = 159.000 : (Hz x C1 nanoF)**

**Nota** = I valori di **R1** ed **R1/A** sono sempre espressi in **Kiloohm.**

Il trimmer **R3**, il cui cursore risulta collegato ai due diodi **DS1-DS2** posti in opposizione di polarità, serve per far **innescare** l'oscillatore e per ridurre la **distorsione** in uscita.

Come già accennato in precedenza, si ruoterà questo trimmer fino a quando in uscita non otterremo l'onda sinusoidale richiesta, poi si ritoccherà leggermente fino ad ottenere, sullo schermo dell'oscilloscopio, un'onda **perfetta**.

**Esempio** = Volendo realizzare un oscillatore che copra una gamma di frequenze che da un minimo di **200 Hz** possa arrivare fino ad un massimo di **10.000 Hz**, vorremmo conoscere quali valori di **R1**, **R1/A** e di **C1** utilizzare.

Per calcolare il valore delle resistenze e delle capacità di un oscillatore **variabile**, conviene in questo caso iniziare scegliendo il valore di **R1**, perchè i potenziometri che potremo reperire in commercio hanno dei valori standard che non potremo in alcun modo variare.

I valori più facilmente reperibili sono **10.000 - 22.000 - 47.000 - 100.000 - 220.000 - 470.000 ohm**.

Il valore delle **R1/A**, che troviamo poste in serie ai due potenziometri, può essere scelto nell'ambito di valori che vanno da un minimo di **820 ohm** fino ad un massimo di **2.200 ohm**.

Questa resistenza è molto importante, perchè, quando ruoteremo i due potenziometri fino a cortocircuitarli, dovrà sempre risultare presente un valore **ohmico minimo** che è costituito appunto dal valore di **R1/A**.

Ammesso di scegliere un **doppio potenziometro** del valore di **47.000 ohm** pari a **47 Kiloohm**, sommeremo a questo un valore **R1/A** di **1 Kiloohm**, ottenendo così un totale di **48 Kiloohm.**

A questo punto calcoleremo quale capacità dovremo inserire nel circuito per ottenere la **minima frequenza** di **200 Hz**, quando nel circuito risulta presente la **massima resistenza** ohmica, cioè **48 Kiloohm.**

**159.000 : (200 x 48) = 16,56 nanoFarad**

Poichè i valori standard più prossimi a questa capacità sono **15** e **18 nanoFarad**, potremo controllare con quale dei due valori ci avvicineremo maggiormente ai **200 Hz** minimi:

**159.000 : (15 x 48) = 220,8 Hz**
**159.000 : (18 x 48) = 184,0 Hz**

Scegliendo per **C1** un valore di **18 nanoFarad**, dovremo verificare se, cortocircuitando il doppio potenziometro **R1** in modo che rimanga il solo valore di **R1/A** da **1 Kiloohm**, si riesca a raggiungere la frequenza di **10.000 Hz**.

**159.000 : (1 x 18) = 8.833 ohm**

In teoria rimarremo abbastanza al di sotto dei **10.000 Hz** richiesti, ma se la resistenza **R1/A** da **1 Kiloohm** la portiamo a **820 ohm** pari a **0,82 Kiloohm**, potremo tranquillamente raggiungere i:

**159.000 : (0,82 x 18) = 10.772 Hz**

In pratica le frequenze che abbiamo calcolato in via **teorica** risulteranno leggermente diverse, perchè i **condensatori** ed il **potenziometro** possono avere delle tolleranze in più o in meno di circa il **20%**.

Quando realizzerete degli oscillatori variabili che utilizzano dei potenziometri, ricordatevi sempre di collegare a **massa** la loro carcassa metallica, per evitare che al segnale generato si sommi del ronzio di **alternata**.

## OSCILLATORE SINUSOIDALE VARIABILE a PONTE di WIEN - Alimentazione DUALE

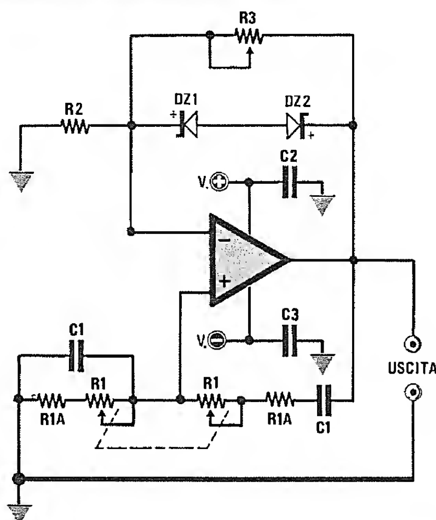



**Fig.56 Schema di un oscillatore a PONTE di WIEN da utilizzare per una alimentazione DUALE. In questo schema si usano due diodi zener (DZ1-DZ2) da 3,3 volt o da 4,7 volt posti in opposizione di polarità.**

**R1 = doppio potenziometro**
**R1/A = 1.000 ohm**
**R2 = 3.300 ohm**
**R3 = 10.000 ohm trimmer**
**C1 = vedi formule fondo pagina**
**C2-C3 = 100.000 pF**
**DZ1-DZ2 = diodi zener 4,7 volt**

## OSCILLATORE SINUSOIDALE VARIABILE a PONTE DI WIEN - Alimentazione SINGOLA

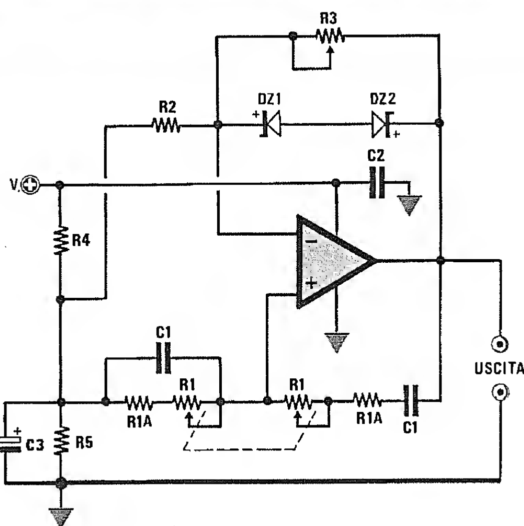



**Fig.57 Schema di un oscillatore a PONTE di WIEN da utilizzare per una alimentazione SINGOLA. In questo schema si usano due diodi zener (DZ1-DZ2) da 3,3 volt o da 4,7 volt posti in opposizione di polarità.**

**R1 = doppio potenziometro**
**R1/A = 1.000 ohm**
**R2 = 3.300 ohm**
**R3 = 10.000 ohm trimmer**
**R4-R5 = 10.000 ohm**
**C1 = vedi formule fondo pagina**
**C2 = 100.000 pF**
**C3 = 10 mF elettrolitico**
**DZ1-DZ2 = diodi zener 3,3 volt**



I due schemi qui soprariportati utilizzano **diodi zener** posti in serie in opposizione di polarità. Il **Catodo** del diodo zener **DZ2** andrà rivolto verso il terminale d'uscita dell'operazionale, mentre il **Catodo** del diodo zener **DZ1** andrà rivolto verso il terminale d'ingresso **invertente.**

Nel circuito di fig.56 con alimentazione DUALE dovremo utilizzare dei diodi zener da **4,7 volt**, sia che il circuito venga alimentato con **9 + 9** o **12 + 12** o **15 + 15 volt**, mentre nel circuito di fig.57 con alimentazione SINGOLA, dovremo utilizzare dei diodi zener da **3,3 volt** se il circuito viene alimentato con **9 volt**, oppure da **4,7 volt** se il circuito viene alimentato con **12 - 15 volt.**

Il trimmer **R3** andrà ruotato fino a quando sull'uscita non otterremo una perfetta onda sinusoidale.

## FORMULE per CALCOLARE i valori di R1-R1/A-C1 e la FREQUENZA per le figg.56-57

| | |
|---|---|
| **Hz = 159.000 : ((R1 + R1/A) × C1)** | **I valori di R1-R1/A sono espressi in Kiloohm** |
| **C1 = 159.000 : (Hz × (R1 + R1/A))** | **Il valore di C1 è espresso in nanoFarad** |
| **R1 = (159.000 : (Hz × C1)) - R1/A** | **Il valore della frequenza è espresso in Hertz.** |

## OSCILLATORE VARIABILE a PONTE di WIEN - OPERAZIONALE + FET

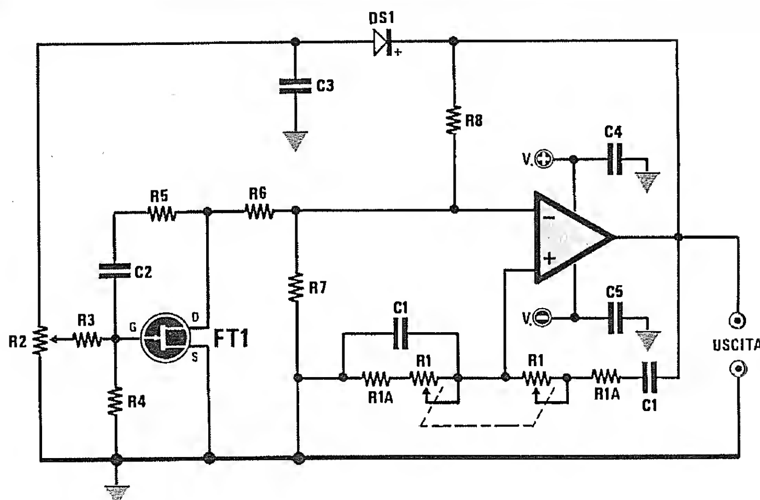



**Fig.58 Schema di un oscillatore a PONTE di WIEN da utilizzare per una alimentazione DUALE.**

**R1 = doppio potenziometro**
**R1/A = 1.000 ohm**
**R2 = 100.000 ohm trimmer**
**R3 = 100.000 ohm**
**R4-R5 = 1 megaohm**
**R6 = 1.000 ohm**
**R7 = 10.000 ohm**
**R8 = 2.200 ohm**
**C1 = vedi formule**
**C2 = 100.000 pF**
**C3 = 470.000 pF**
**C4-C5 = 100.000 pF**
**DS1 = diodo 1N4150-1N4148**
**FT1 = Fet di qualsiasi tipo**

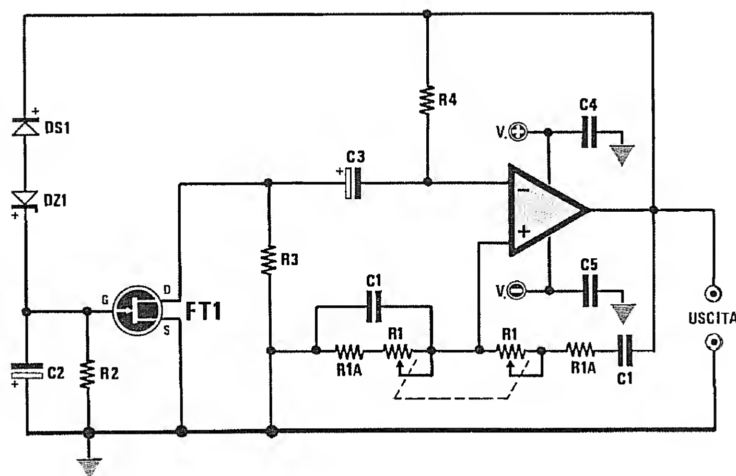



**Fig.59 Schema di un oscillatore a PONTE di WIEN da utilizzare per una alimentazione DUALE.**

**R1 = doppio potenziometro**
**R1/A = 1.000 ohm**
**R2 = 1 megaohm**
**R3 = 470.000 ohm**
**R4 = 10.000 ohm**
**C1 = vedi formule**
**C2 = 2,2 mF elettrolitico**
**C3 = 470 mF elettrolitico**
**C4-C5 = 100.000 pF**
**DS1 = diodo 1N4150-1N4148**
**DZ1 = diodo zener da 4,7 volt**
**FT1 = Fet di qualsiasi tipo**

Volendo realizzare un oscillatore variabile a **ponte di Wien** più raffinato, che mantenga costante l'ampiezza del segnale generato al variare della frequenza, consigliamo di scegliere lo schema elettrico riportato nella fig.58, dove viene utilizzato oltre un operazionale anche un FET.

Non è consigliabile modificare questo circuito per alimentarlo con una tensione **singola**, quindi vi proponiamo lo schema elettrico realizzato per essere alimentato con una tensione **duale** non importa se di **9+9**, **12+12**, **15+15** o **18+18 volt**. Il trimmer R2, collegato tramite la resistenza R3 sul Gate del fet FT1 (vedi fig. 58), serve per far **innescare** l'oscillatore e per ridurre al minimo la **distorsione** in uscita.

## FORMULE per CALCOLARE i valori di R1-R1/A-C1 e la FREQUENZA per le figg.58-59

**Hz = 159.000 : ((R1 + R1/A) x C1)**
**C1 = 159.000 : ((R1 + R1/A) x H2)**
**R1 = (159.000 : (C1 x Hz)) - R1/A**

**I valori di R1-R1/A sono espressi in Kiloohm**
**Il valore di C1 è espresso in nanoFarad**
**Il valore della frequenza è espresso in Hertz**

## SQUADRATORE di tensione NON INVERTENTE

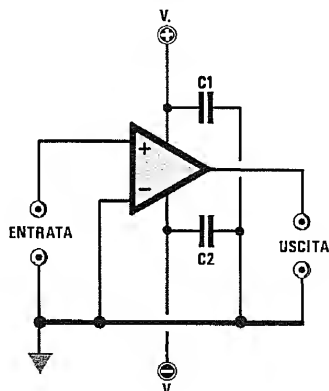



**Fig.60 Schema di uno SQUADRATORE con ingresso "non invertente", da utilizzare per una alimentazione DUALE.**

**C1-C2 = 100.000 pF**

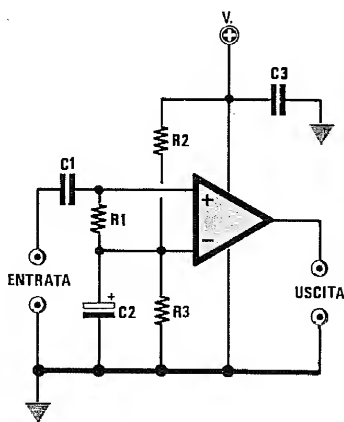



**Fig.61 Schema di uno SQUADRATORE con ingresso "non invertente", da utilizzare per una alimentazione SINGOLA.**

**R1 = 1 megaohm**
**R2-R3 = 10.000 ohm**
**C1 = 47.000 pF**
**C2 = 47 mF elettrolitico**
**C3 = 100.000 pF**

I circuiti squadratori vengono utilizzati per trasformare un'onda sinusoidale o triangolare in un'onda quadra. Usando l'ingresso "non invertente" otterremo delle onde quadre in fase con l'onda sinusoidale (vedi fig.62).

Nella fig.60 è riportato il circuito di uno **squadratore** di tensione con ingresso **non invertente** alimentato con tensione **duale**, mentre nella fig.61 lo stesso schema è stato modificato per essere alimentato con una tensione **singola.**

Applicando sull'ingresso di tale operazionale un'onda **sinusoidale**, sulla sua uscita otterremo un'**onda quadra**.

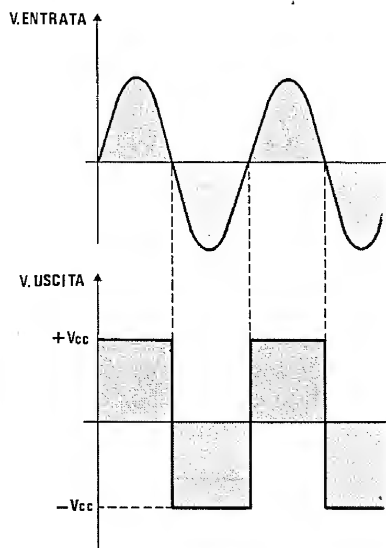



**Fig.62 L'onda squadrata prelevata sull'uscita dei due schemi di figg.60-61, risulterà perfettamente in fase con l'onda sinusoidale applicata sull'ingresso dell'operazionale.**

Poichè entriamo sull'ingresso **non invertente**, sull'uscita otterremo un'**onda quadra** avente la stessa frequenza della sinusoide e che assume valori **positivi** in corrispondenza delle **semionde positive** e valori **negativi** in corrispondenza delle **semionde negative.**

La stessa condizione si verifica se sull'ingresso applichiamo un'onda triangolare oppure a dente di sega o, più in generale, una qualsiasi forma d'onda che assuma alternativamente valori positivi e valori negativi.

Nel circuito con alimentazione **duale** l'onda quadra che preleveremo sull'uscita andrà sempre dal **massimo negativo** al **massimo positivo**, mentre nel circuito con alimentazione **singola** l'onda quadra che preleveremo sull'uscita andrà sempre da **0 volt** al **massimo positivo**.

## SQUADRATORE di tensione INVERTENTE

Usando l'ingresso "invertente" otterremo delle onde quadre di polarità invertita rispetto all'onda sinusoidale (vedi fig.63).

Nella fig.64 è riportato il circuito di uno **squadratore** di tensione con ingresso **invertente** alimentato con tensione **duale**, mentre nella fig.65 lo stesso schema è stato modificato per essere alimentato con una tensione **singola.**

A differenza del precedente circuito otterremo una tensione **positiva** in corrispondenza delle **semionde negative** ed una tensione **negativa** in corrispondenza delle **semionde positive.**

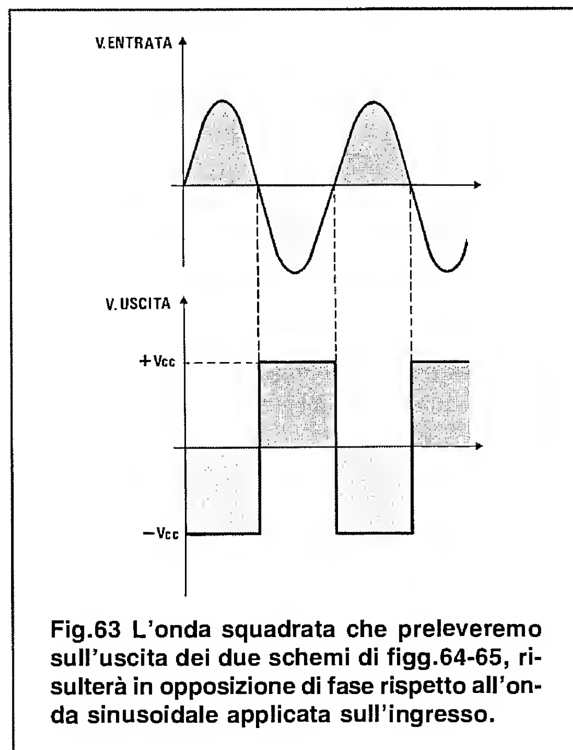



**Fig.63 L'onda squadrata che preleveremo sull'uscita dei due schemi di figg.64-65, risulterà in opposizione di fase rispetto all'onda sinusoidale applicata sull'ingresso.**

Alimentando questo squadratore con una tensione **duale** (vedi fig.64) otterremo in uscita un'onda quadra in opposizione di fase, completa di semionde **positive** e **negative** come visibile in fig. 63.

Alimentando questo squadratore con una tensione **singola** (vedi fig.65), questo circuito si comporta in senso opposto a quello della fig.61.

Se sull'ingresso del circuito di fig.61 applichiamo una **semionda negativa**, in uscita otterremo una tensione di **zero** volt, se applichiamo una **semionda positiva**, in uscita otterremo una tensione che raggiunge il valore massimo della tensione **positiva.**

Se sull'ingresso del circuito di fig.65 applichiamo una **semionda negativa**, in uscita otterremo una tensione che raggiunge il valore massimo della tensione **positiva**, se applichiamo una **semionda positiva,** in uscita otterremo una tensione di **zero** volt.

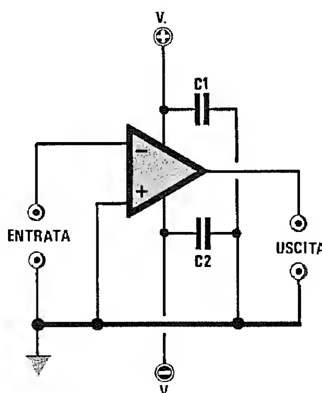



**Fig.64 Schema di uno SQUADRATORE con ingresso "invertente" da utilizzare per una alimentazione DUALE.**

**C1-C2 = 100.000 pF**

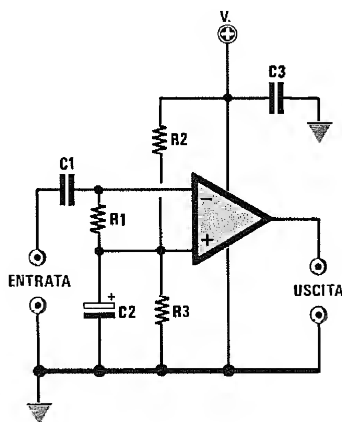



**Fig.65 Schema di uno SQUADRATORE con ingresso "invertente" da utilizzare per una alimentazione SINGOLA.**

**R1 = 1 megaohm**
**R2-R3 = 10.000 ohm**
**C1 = 47.000 pF**
**C2 = 47 mF elettrolitico**
**C3 = 100.000 pF**

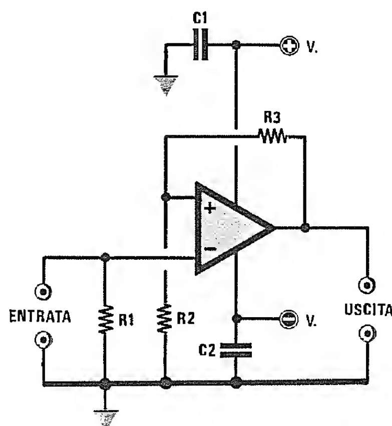



**Fig.66 Schema di un TRIGGER di SCHMITT da utilizzare per una alimentazione DUALE. Il valore del "livello di soglia" dipende dal valore della tensione di alimentazione e da quello delle resistenze R2 - R3.**

**Volt soglia = (Vcc x R2) : (R2 + R3)**

**R1 = 100.000 ohm**
**R2-R3 = vedi formula**
**C1-C2 = 100.000 pF**

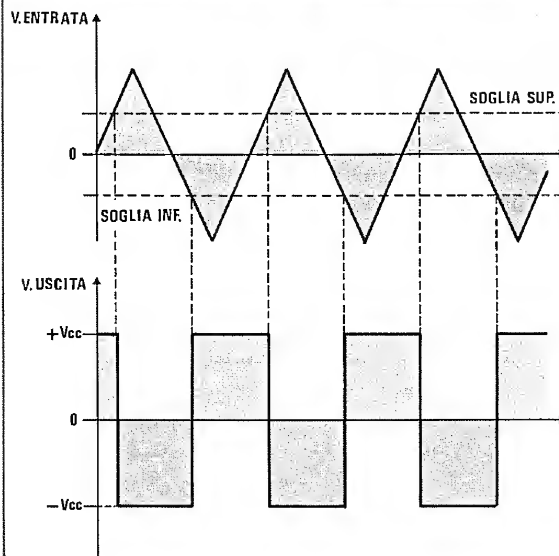



**Fig.67 In un TRIGGER di SCHMITT alimentato con una tensione DUALE con ingresso "invertente", l'uscita si porterà al massimo "negativo" quando la tensione d'ingresso supera il valore della soglia "positiva" e al massimo "positivo" quando la tensione d'ingresso supera il valore della soglia "negativa".**

Il trigger di Schmitt viene utilizzato principalmente per portare l'uscita al massimo **livello negativo** quando sull'ingresso la tensione **positiva supera** un valore di soglia che noi stessi potremo determinare, e per portare l'uscita al massimo **livello positivo** quando sull'ingresso la tensione **negativa scende** sotto ad un valore di soglia uguale, ma di segno opposto al precedente (vedi fig.67).

La differenza tra la tensione di **soglia positiva** e la tensione di **soglia negativa** prende il nome di **tensione di isteresi**.

Il vantaggio che presenta il **trigger di Schmitt**, rispetto ai normali **squadratori** di tensione, è quello di impedire che l'uscita possa commutare in modo indesiderato in presenza di deboli segnali ai quali è sovrapposto del **rumore**.

Poiché in questo circuito il valore della **soglia positiva** è identico a quello della **soglia negativa**, con una sola formula potremo calcolare entrambe le soglie:

**Valore di soglia = (Vcc x R2) : (R2 + R3)**

**Nota** = il simbolo **Vcc** si riferisce al valore della tensione di alimentazione di un solo ramo, quindi se il circuito viene alimentato con una tensione **duale** di **12 + 12, 15 + 15, 18 + 18 volt**, nella formula inseriremo **12, 15** o **18 volt.**

**Esempio** = Abbiamo realizzato un **trigger di Schmitt** alimentato con una tensione duale di **15 + 15 volt**, utilizzando per le resistenze **R2-R3** questi valori:

**R2 = 8,2 Kiloohm**
**R3 = 68 Kiloohm**

vorremmo quindi conoscere con queste due resistenze il valore di **soglia:**

**(15 x 8,2) : (8,2 + 68) = 1,61 volt**

In pratica il trigger inizierà a commutare quando la tensione **positiva** sull'ingresso supera **1,61 volt** e quando la tensione **negativa** scende sotto a **1,61 volt.**

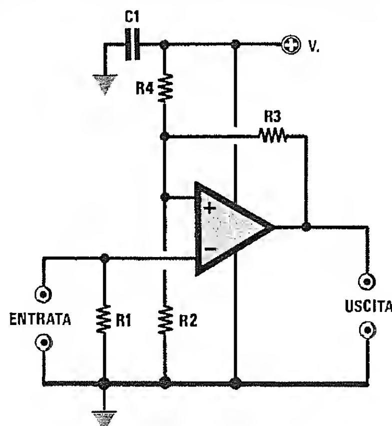



**Fig.68 Schema di un TRIGGER di SCHMITT da utilizzare per una alimentazione SINGOLA.**
**Il valore del "livello di soglia" dipende dal valore della tensione di alimentazione e dal valore delle resistenze R2 - R3 - R4.**

**R1 = 100.000 ohm**
**R2-R3-R4 = vedi formula**
**C1 = 100.000 pF**

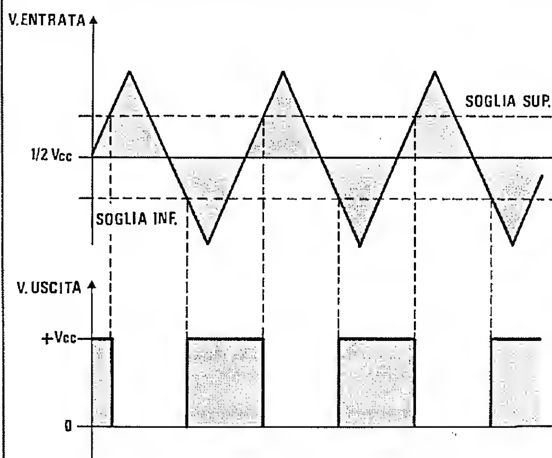



**Fig.69 In un TRIGGER di SCHMITT alimentato con una tensione SINGOLA con ingresso "invertente", l'uscita si porterà al massimo "negativo" quando la tensione d'ingresso supererà il massimo valore della soglia "positiva" e a "0 volt" quando la tensione d'ingresso scenderà sotto al minimo valore di soglia "positivo".**

Nella fig.68 riportiamo lo schema elettrico di un **trigger di Schmitt** alimentato con una tensione singola, che, a differenza del precedente, funziona soltanto con tensioni **positive.**

Anche questo circuito dispone di **due livelli di soglia**, stavolta entrambi di valore **positivo**, vale a dire che quando sull'ingresso la tensione **positiva supera** il valore di soglia maggiore, l'uscita si porta a **0 volt**, quando sull'ingresso la tensione scende sotto il valore di soglia minore, l'uscita si porta al massimo **livello positivo.**

Per calcolare questi due valori di soglia occorre fare due operazioni, cioè calcolare prima il valore di **Ra** ed **Rb**, poi, una volta ottenuti questi due valori, potremo calcolare i valori di soglia **massima** e **minima.**

**Ra = (R4 x R3) : (R4 + R3)**
**Rb = (R2 x R3) : (R2 + R3)**

**Soglia Max = (Vcc x R2) : (R2 + Ra)**
**Soglia min = (Vcc x Rb) : (R4 + Rb)**

**Nota** = Tutte le resistenze sono espresse in **Kiloohm** e **Vcc** è il valore della tensione di alimentazione dell'operazionale.

**Esempio** = Abbiamo realizzato un **trigger di Schmitt** alimentato con una tensione singola di **9 volt**, utilizzando per le resistenze questi valori:

**R2 = 4,7 Kiloohm**
**R3 = 5,6 Kiloohm**
**R4 = 2,2 Kiloohm**

Vorremmo conoscere quali saranno i valori di soglia **massima** e **minima.**

Come prima operazione calcoleremo i valori di **Ra** ed **Rb**:

**Ra = (2,2 x 5,6) : (2,2 + 5,6) = 1,57 Kiloohm**
**Rb = (4,7 x 5,6) : (4,7 + 5,6) = 2,55 Kiloohm**

poi calcoleremo i due valori di soglia:

**(9 x 4,7) : (4,7 + 1,57) = 6,7 volt Max**
**(9 x 2,55) : (2,2 + 2,55) = 4,8 volt min**

Pertanto sull'uscita otterremo una tensione **positiva** quando la tensione applicata supera i **6,7 volt** ed una tensione di **0 volt** quando la tensione d'ingresso scende sotto ai **4,8 volt.**

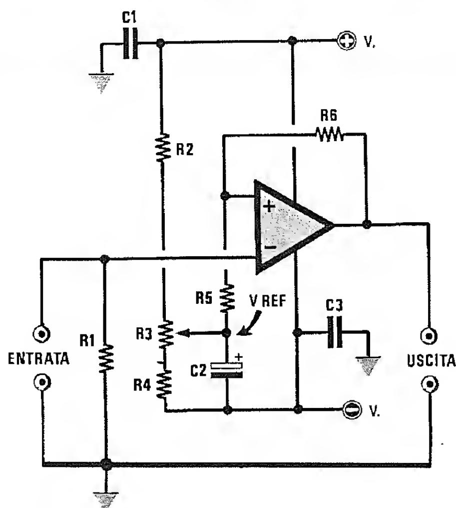



**Fig.70 Schema di un TRIGGER di SCHMITT con soglia regolabile tramite trimmer, da utilizzare per una alimentazione DUALE.**

**R1 = 100.000 ohm**
**R2 = 2.200 ohm**
**R3 = 10.000 ohm trimmer**
**R4 = 2.200 ohm**
**R5 = 33.000 ohm**
**R6 = 68.000 ohm**
**C1 = 100.000 pF**
**C2 = 47 mF elettrolitico**
**C3 = 100.000 pF**

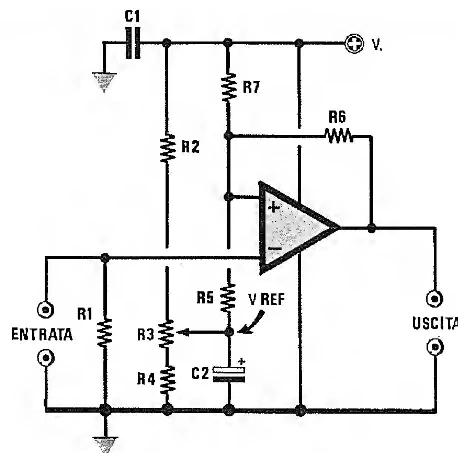



**Fig.71 Schema di un TRIGGER di SCHMITT con soglia regolabile tramite trimmer, da utilizzare per una alimentazione SINGOLA.**

**R1 = 100.000 ohm**
**R2 = 2.200 ohm**
**R3 = 10.000 ohm trimmer**
**R4 = 2.200 ohm**
**R5 = 33.000 ohm**
**R6 = 68.000 ohm**
**R7 = 22.000 ohm**
**C1 = 100.000 pF**
**C2 = 47 mF elettrolitico**

Nella fig.70 è riprodotto lo schema elettrico di un **trigger** di **Schmitt** alimentato con una tensione **duale**, che, rispetto ai due precedenti circuiti, potremo far scattare in corrispondenza di due tensioni di soglia entrambe **positive** o entrambe **negative** semplicemente ruotando il cursore di un trimmer.

Ruotando il cursore del trimmer **R3** in modo che (vedi punto **V REF**) sia presente una tensione di **0 volt** rispetto a massa, il trigger avrà due soglie, una positiva ed una negativa (vedi fig. 67).

Ruotando il trimmer **R3** in modo che sul cursore risulti presente una tensione **positiva**, rispetto a massa avremo due soglie entrambe **positive**.

Come è visibile nella fig.72, quando la tensione positiva supera il valore di soglia **superiore**, l'uscita si porta a **livello logico 0**, quando la tensione positiva scende sotto il valore di soglia **minima**, l'uscita si porta a **livello logico 1**.

Ruotando il trimmer **R3** in modo che sul cursore risulti presente una tensione **negativa**, rispetto a massa avremo due soglie entrambe **negative**.

Come visibile nella fig.73, quando la tensione negativa scende sotto al valore di soglia **inferiore**, l'uscita si porta a **livello logico 1**, quando la tensione negativa sale sopra al valore di soglia **superiore**, l'uscita si porta a **livello logico 0**.

Se in questo circuito si desidera variare l'**isteresi**, cioè la differenza tra i due livelli di soglia, occorrerà soltanto variare il valore della resistenza **R5**.

**Aumentando** il valore ohmico di **R5**, **aumenterà** la **differenza** tra soglia **minima** e soglia **massima**, **riducendo** il valore della **R5** si **accorcerà** la **differenza** tra soglia **minima** e soglia **massima**.

Per conoscere questi due valori di soglia, la soluzione più semplice è quella di collegare all'ingresso non invertente dell'operazionale un tester in CC, di controllare poi con quali tensioni **minime** o **massime** si ottiene la commutazione dal **livello logico 0** a **livello logico 1** o viceversa, modificando la tensione sul piedino d'ingresso **invertente**.

Nella fig.71 è raffigurato lo stesso **trigger di Schmitt** modificato per essere utilizzato con un'alimentazione **singola**.

Questo circuito funziona soltanto applicando sull'ingresso **invertente** delle tensioni **positive**.

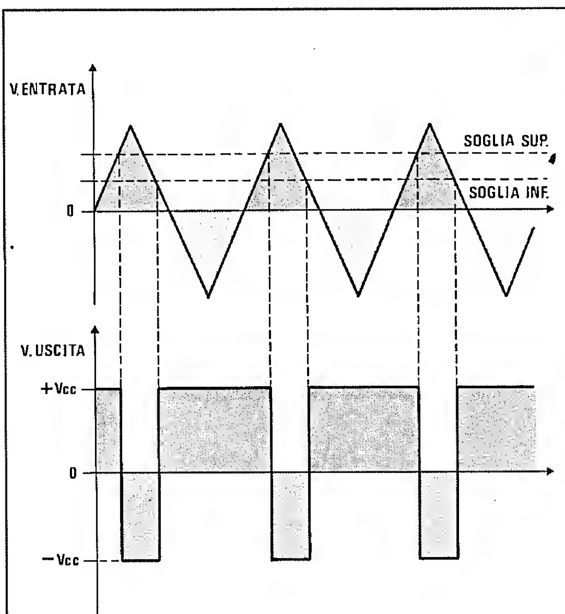



**Fig.72 Se regoleremo il trimmer R3 (vedi figg.70-71) in modo che sul suo cursore sia presente una tensione "positiva" rispetto alla MASSA, avremo una soglia superiore ed inferiore sulle sole semionde positive applicate sull'ingresso dell'operazionale.**

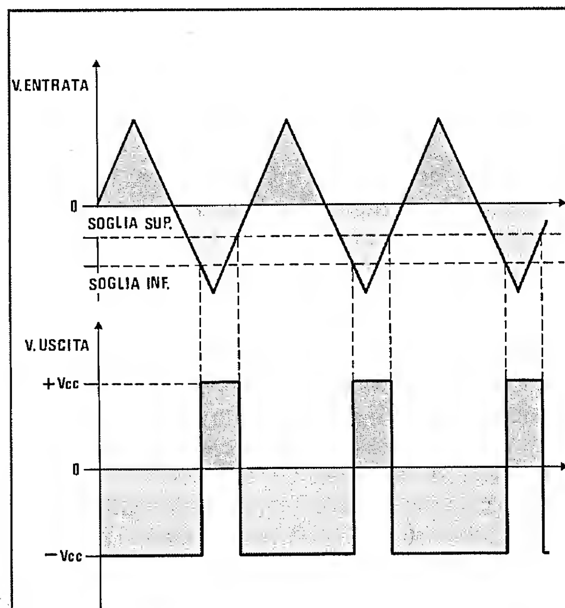
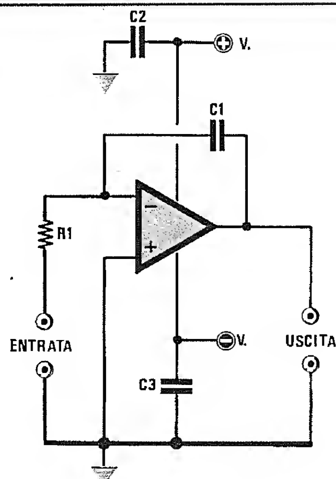



**Fig.73 Se regoleremo il trimmer R3 (vedi solo fig.70) in modo che sul suo cursore risulti presente una tensione "negativa" rispetto alla MASSA, avremo una soglia superiore ed inferiore sulle sole semionde negative applicate sull'ingresso dell'operazionale.**

## INTEGRATORE




**R1 = vedi formula**
**C1 = vedi formula**
**C2-C3 = 100.000 pF pol.**

Schema elettrico di un **integratore** alimentato con tensione **duale.**

Applicando sull'ingresso di tale integratore un'onda **quadra**, in uscita otterremo un'onda **trapezoidale** come visibile nella figura in basso.

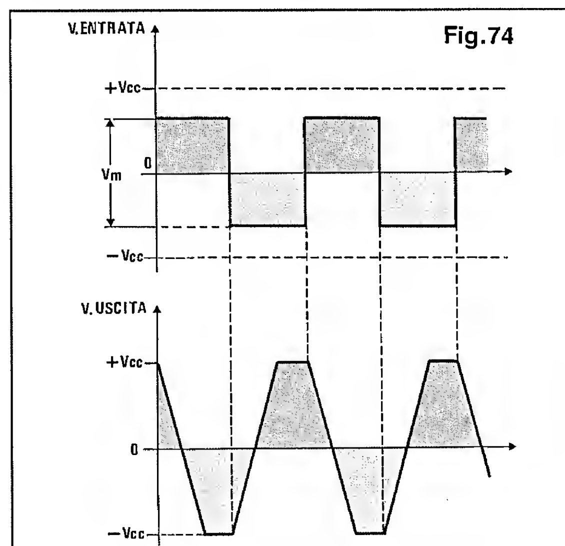
Il tempo di **salita** e di **discesa** dell'onda trapezoidale dipende dal valore della tensione di alimentazione e dal valore di **R1** e **C1**.

**T millisec = (Vcc x R1 x C1) : (1.000 x Vm)**

**Vcc** è la somma della tensione di alimentazione negativa più la positiva.

**Vm** è l'ampiezza **picco/picco** dell'onda quadra che applicheremo sull'ingresso dell'integratore.

**R1** è in **Kiloohm**    **C1** è in **nanoFarad**



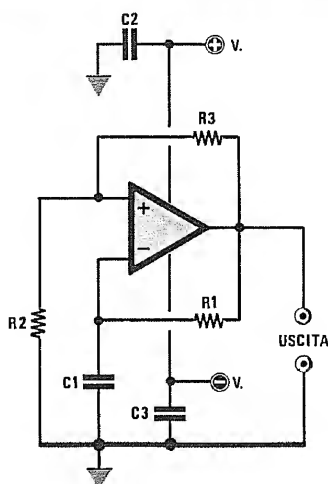



**Fig.75 Generatore di ONDE QUADRE da alimentare con una tensione DUALE.**

**R1 = vedi formula**
**R2-R3 = 100.000 ohm**
**C1 = vedi formula**
**C2-C3 = 100.000 pF**

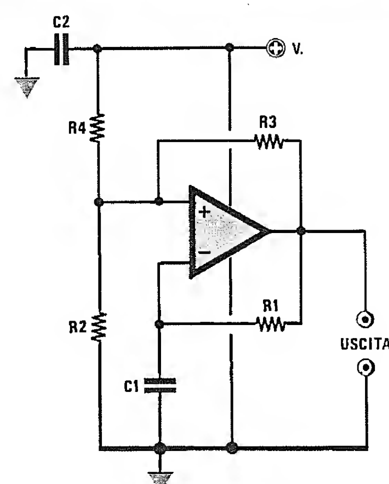



**Fig.76 Generatore di ONDE QUADRE da alimentare con una tensione SINGOLA.**

**R1 = vedi formula**
**R2-R3-R4 = 100.000 ohm**
**C1 = vedi formula**
**C2 = 100.000 pF**

Il circuito riportato in fig.75 è un comunissimo **generatore di onde quadre** con duty-cycle pari al 50%, da utilizzare soltanto per un'alimentazione **duale**.

Per conoscere la frequenza generata da tale oscillatore, potremo usare la formula:

**Hz = 454.545 : (R1 Kiloohm x C1 nanoF)**

Coloro che volessero conoscere quale resistenza o capacità inserire nel circuito per ottenere una determinata **frequenza**, potranno usare queste formule:

**R1 Kiloohm = 454.545 : (C1 nanoF x Hz)**
**C1 nanoF = 454.545 : (R1 Kiloohm x Hz)**

**Esempio** = Determinare i valori di **C1** ed **R1** necessari per generare un'onda quadra ad una frequenza di **1.500 Hz**.

Per risolvere questo problema è sempre consigliabile scegliere un valore **standard** per **C1** e poi calcolare il valore della resistenza **R1**.

Supponendo di avere scelto per il condensatore una capacità di **33 nanoF**, calcoleremo il valore di **R1** con la formula soprariportata, quindi:

**454.545 : (33 x 1.500) = 9,18 Kiloohm**

Usando un'alimentazione singola (vedi fig.76), la formula per determinare la **frequenza** risulta leggermente diversa dalla precedente:

**Hz = 714.285 : (R1 Kiloohm x C1 nanoF)**

Coloro che volessero conoscere i valori delle resistenze o delle capacità da inserire nel circuito per ottenere una determinata **frequenza**, potranno usare queste formule:

**R1 Kiloohm = 714.285 : (C1 nanoF x Hz)**
**C1 nanoF = 714.285 : (R1 Kiloohm x Hz)**

**Esempio** = Volendo generare un'onda quadra ad una frequenza di **50 Hz,** vorremmo conoscere quale valore usare per **C1** ed **R1**.

Supponendo di aver scelto per il condensatore una capacità di **470.000 picoFarad**, pari a **470 nanoFarad**, potremo calcolare il valore di **R1**, che risulterà uguale a:

**714.285 : (470 x 50) = 30,39 Kiloohm**

Per ottenere un'**esatta** frequenza di **50 Hz** conviene sempre utilizzare una resistenza di valore standard inferiore, ad esempio **27.000 ohm**, con in serie un **trimmer** da **10.000 ohm**, che tareremo fino ad ottenere il valore di frequenza richiesto.

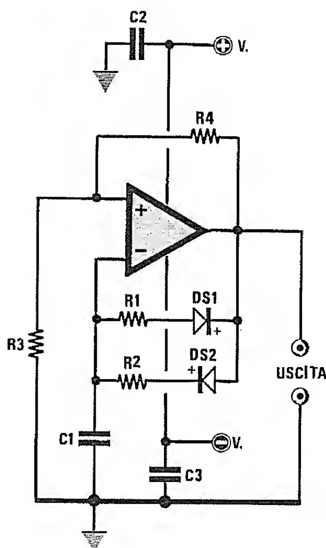



**Fig.77 Generatore di ONDE QUADRE con duty-cycle VARIABILE.**

**R1-R2 = vedi formule**
**R3-R4 = 100.000 ohm**
**C1 = vedi formule**
**C2-C3 = 100.000 pF**
**DS1-DS2 = diodo 1N4150 o 1N4148**

Per certe applicazioni può risultare necessario disporre di un generatore che possa fornire in uscita un'**onda quadra** con un duty-cycle non perfettamente simmetrico, cioè con una semionda **positiva** di durata **diversa** rispetto a quella della semionda **negativa** (vedi fig. 77).

Per ottenere questa condizione occorre collegare tra l'uscita ed il piedino **invertente** dell'operazionale due resistenze con due diodi posti in **opposizione di polarità**.

Per conoscere la durata degli intervalli di tempo relativi allo stato **ON** ed allo stato **OFF** in **millisecondi** (**millisec**), si utilizzeranno queste due formule:

**ON millisec = 0,0011 x (R2 x C1)**
**OFF millisec = 0,0011 x (R1 x C1)**

I valori delle **resistenze** sono in **Kiloohm**.
I valori dei **condensatori** sono in **nanoFarad**.
I valori dei **tempi** sono in **millisecondi**.

Per conoscere quali valori utilizzare per **R1** ed **R2** in modo da ottenere i due stati logici **ON - OFF** in **millisecondi** oppure in **secondi**, conoscendo il solo valore di **C1**, dovremo utilizzare queste formule:

**R1 Kiloohm = (OFF millisec x 909) : C1 nanoF**
**R2 Kiloohm = (ON millisec x 909) : C1 nanoF**
**R1 Kiloohm = (OFF sec x 909.090): C1 nanoF**
**R2 Kiloohm = (ON sec x 909.090) : C1 nanoF**

**Esempio** = Ci occorre un'onda quadra che rimanga su **ON** per circa **20 millisecondi** e su **OFF** per **5 millisecondi**, vorremmo perciò conoscere quale valore usare per **R1** ed **R2** utilizzando per **C1** una capacità di **270.000 picoFarad** pari a **270 nanoFarad**.

**R1 = (5 x 909) : 270 = 16,83 Kiloohm**
**R2 = (20 x 909) : 270 = 67,33 Kiloohm**

Per conoscere la frequenza di quest'onda quadra asimmetrica, divideremo il numero fisso **1.000** per la somma dei due tempi, **20 + 5 = 25 millisecondi:**

**1.000 : 25 = 40 Hertz**

Poiché non troveremo mai in commercio i due valori di resistenza prima calcolati, dovremo necessariamente collegare in **serie** più resistenze o ancora meglio utilizzare due **trimmer** che tareremo fino ad ottenere i tempi di **ON-OFF** richiesti.

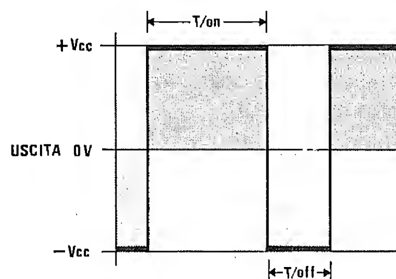



**Fig.78 Variando i valori di R1 e R2 potremo restringere o allargare i tempi di T/On e T/Off. Se sostituiremo le due resistenze R1-R2 con due trimmer, potremo modificare a nostro piacimento i tempi di T/On e di T/Off.**

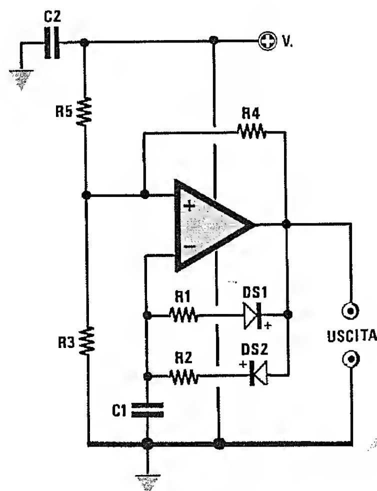



**Fig.79 Generatore di ONDE QUADRE da utilizzare per una alimentazione SINGOLA.**

**R1-R2 = vedi formula**
**R3-R4-R5 = 100.000 ohm**
**C1 = vedi formula**
**C2 = 100.000 pF**
**DS1-DS2 = diodo 1N4150 o 1N4148**

L'onda quadra in uscita assumerà valore pari a **0 volt** in corrispondenza dello stato logico OFF e un valore pari alla tensione di alimentazione in corrispondenza dello stato logico ON.

Se si desidera conoscere quali valori utilizzare per le resistenze **R1** ed **R2** in modo da ottenere dei tempi ben determinati in **millisecondi** o in **secondi** per gli stati logici **ON** ed **OFF** scegliendo per **C1** un valore di capacità **standard**, dovremo usare queste formule:

**Per i millisecondi**
**R1 Kiloohm = (OFF millisec x 1.428) : C1**
**R2 Kiloohm = (ON millisec x 1.428) : C1**

**Per i secondi**
**R1 Kiloohm = (OFF sec x 1.428.000) : C**
**R2 Kiloohm = (ON sec x 1.428.000) : C1**

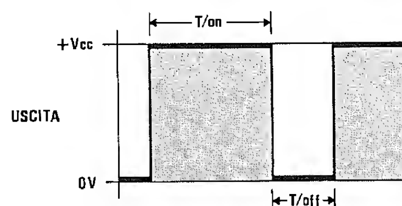



**Fig.80 Usando una alimentazione SINGOLA otterremo un'onda quadra con un livello logico 0 ed un livello logico 1. Per variare i tempi potremo sostituire le due resistenze R1-R2 con due trimmer.**

Volendo realizzare un generatore di onda quadra da alimentare con una **tensione singola**, dovremo utilizzare lo schema visibile in figura.

Per conoscere i tempi **ON** ed **OFF** in **millisecondi**, dovremo utilizzare delle formule differenti rispetto allo schema di fig.77.
Le formule in questo caso sono le seguenti:

**ON millisec = 0,0007 x (R2 x C1)**
**OFF millisec = 0,0007 x (R1 x C1)**

I valori delle **resistenze** sono in **Kiloohm**.
I valori dei **condensatori** sono in **nanoFarad**.
I valori dei **tempi** sono in **millisecondi**.

Per conoscere la frequenza in **Hertz** potremo usare la stessa formula vista nel caso di un'alimentazione duale:

**Hz = 1.000 : (ON millisec + OFF millisec)**

**Esempio** = Ci occorre un'onda quadra che rimanga a **livello logico 1 = ON** per **100 millisecondi** ed a **livello logico 0 = OFF** per **40 millisecondi**, vorremmo quindi conoscere quali valori di **R1** ed **R2** scegliere utilizzando per **C1** una capacità di **470.000 picoFarad** pari a **470 nanoFarad**.

**R1 = (40 x 1.428) : 470 = 121,5 Kiloohm**
**R2 = (100 x 1.428) : 470 = 303,8 Kiloohm**

Per conoscere la frequenza di un'onda quadra asimmetrica, divideremo il numero fisso **1.000** per la somma dei due tempi **ON-OFF**, quindi nel nostro esempio sommeremo **100 + 40 = 140 millisecondi**, poi:

**1.000 : 140 = 7,14 Hertz**

Poichè non troveremo in commercio i due valori di resistenze da noi calcolati, conviene usare due **trimmer** che tareremo sul valore ohmico richiesto.

## CONVERTITORE CORRENTE/TENSIONE - Alimentazione DUALE

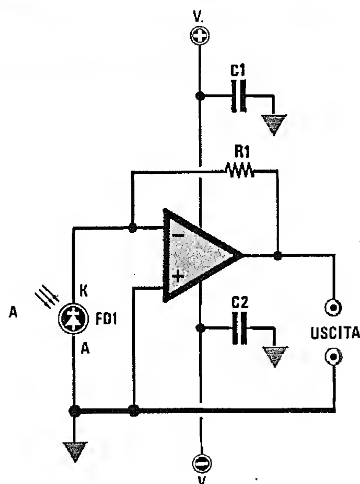



**Fig.81 Convertitore Corrente/Tensione da utilizzare con qualsiasi operazionale con una alimentazione DUALE.**

**R1 = 680.000 ohm**
**C1-C2 = 100.000 pF**
**FD1 = fotodiodo BPW34**

## CONVERTITORE CORRENTE/TENSIONE - Alimentazione SINGOLA

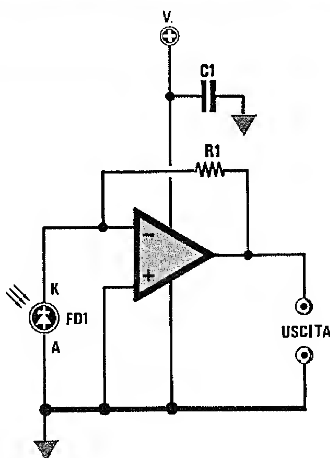



**Fig.82 Per alimentarlo con una tensione SINGOLA, dovremo utilizzare degli operazionali tipo LM.358 - LM324 - CA3130.**

**R1 = 680.000 ohm**
**C1 = 100.000 pF**
**FD1 = fotodiodo BPW34**

Come indica la parola stessa, i convertitori **corrente-tensione** vengono utilizzati per trasformare una **corrente** in una **tensione**.

Nella fig.81 vi riportiamo lo schema elettrico di un convertitore **corrente-tensione** alimentato con tensione **duale**.

Per realizzare un circuito alimentato con una tensione **singola** (vedi fig.82), potrete utilizzare lo stesso schema elettrico, ma in questo caso potrete usare soltanto degli operazionali tipo **LM.358 - LM.324 - CA.3130**.

Usando dei **fotodiodi** tipo **BPW34** o altri equivalenti (vedi fig.83), il **catodo** (K) dovrà essere rivolto verso il piedino d'ingresso **invertente** e l'**anodo** (A) verso massa.

La tensione che otterrete sull'uscita può essere calcolata con la seguente formula:

**V uscita = (R1 Kiloohm × microA) : 1.000**

I **microA** da inserire in queste formula si riferiscono alla corrente che scorre nel **fotodiodo** o nel **fototransistor**.

Ammesso che nel **fotodiodo** colpito da una luce scorra tra Catodo e Anodo una corrente di **1 microAmper** e che la resistenza **R1** sia di **470 Kiloohm**, sull'uscita ritroverete una tensione di:

**(470 × 1) : 1.000 = 0,47 volt**

Aumentando o diminuendo il valore di **R1** potrete aumentare o ridurre quello della tensione d'uscita.

**Nota** = Come noterete, il fotodiodo **BPW34** ha dimensioni microscopiche, e non essendo presente sul suo corpo un qualsiasi **riferimento** per il terminale Catodo e per quello Anodo, risulta piuttosto difficoltosa la loro individuazione.

Abbiamo comunque scoperto un metodo alquanto semplice per stabilire quali sono l'Anodo ed il Catodo. Guardando internamente questo fotodiodo (vedi fig.83), si noterà che il terminale **Anodo** è collegato ad una piccola **asta** posta sul lato sinistro della superficie sensibile di forma quadra, mentre il terminale **Catodo** o **K** risulta direttamente collegato alla superficie sensibile.

Nel convertitore corrente/tensione visibile nelle figg.81-82, il terminale collegato alla piccola **asta** andrà collegato a **massa** e l'opposto terminale al piedino **invertente**.

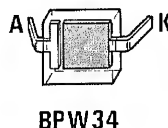



**Fig.83 Connessioni del fotodiodo BPW34.**

Per realizzare un generatore di **onda triangolare** è sufficiente collegare sull'uscita di un generatore di **onde quadre** un integratore.

Nella fig.84 viene riportato lo schema che dovremo utilizzare per un'alimentazione **duale** e a tale scopo consigliamo di utilizzare operazionali doppi con ingresso a fet, cioè **TL.082 - LF.353** o altri equivalenti.

Nella fig.85 sono mostrate le forme d'onda all'uscita di IC1/A ed all'uscita di IC1/B (uscita del generatore di onda triangolare).

Per poter progettare correttamente un generatore di onde triangolari, la prima operazione da effettuare sarà quella di calcolare i valori di **R1** e di **C1** in funzione della frequenza che desideriamo ottenere, utilizzando queste formule:

**Hz = 454.545 : (R1 x C1)**
**R1 = 454.545 : (C1 x Hz)**
**C1 = 454.545 : (R1 x Hz)**
**C4 = valore uguale a C1**
**R4 = valore uguale a R1 o maggiore**
**R5 = valore di R1 moltiplicato 20**

dove:
**R1** è il valore della resistenza in **Kiloohm**
**C1** è il valore del condensatore in **nanoFarad**

**Nota** = Normalmente si sceglie per **C1** una capacità di valore **standard**, poi si calcola il valore della resistenza **R1**.

Il valore della resistenza **R4** deve risultare uguale o maggiore di **R1**, quindi potremo scegliere anche valori standard che risultino di **1,2 - 1,4 - 1,6 - 1,8** volte maggiori.

Tenete presente che tanto maggiore sarà il valore di R4 rispetto al valore di R1 tanto più piccola risulterà l'ampiezza del segnale d'uscita, pertanto vi consigliamo di **non** porre R4 maggiore del **doppio** di R1.

Per **R5** potrete scegliere dei valori maggiori di **R1** di circa 18-19-20-21-22 volte.

**Esempio** = Si desidera realizzare un generatore che fornisca in uscita delle onde triangolari di frequenza pari a circa **350 Hz**, quindi vorremmo calcolare i valori di **R1-C1-C4-R4-R5**.

Come prima operazione sceglieremo per **C1** un valore standard, ad esempio **470.000 picoF** che corrispondono a **470 nanoFarad**.

Con questo valore calcoleremo quale valore di **R1** utilizzare usando la formula poc'anzi riportata:

**R1 = 454.545 : (470 x 350) = 2,76 Kiloohm**

Usando il valore standard più vicino a quello calcolato, cioè **2,7 Kiloohm**, controlleremo quale frequenza otterremo:

**454.545 : (470 x 2,7) = 358 Hertz**

Se questo valore di frequenza ci soddisfa potrete utilizzare per **C4** lo stesso valore di C1 e poi scegliere:

**R4 = R1 = 2,7 Kiloohm**

Come valore di R4 potremmo anche usare un valore di **3,3 Kiloohm** o di **4,7 Kiloohm**, che sono maggiori di **2,7 Kiloohm**, ma bisognerà tener presente che in questo caso l'ampiezza dell'onda **triangolare** diminuirà.

Per conoscere il valore della resistenza **R5** dovremo moltiplicare il valore di **R1** per 20:

**2,7 x 20 = 54 Kiloohm**

quindi utilizzeremo un valore standard di **56 Kiloohm.**

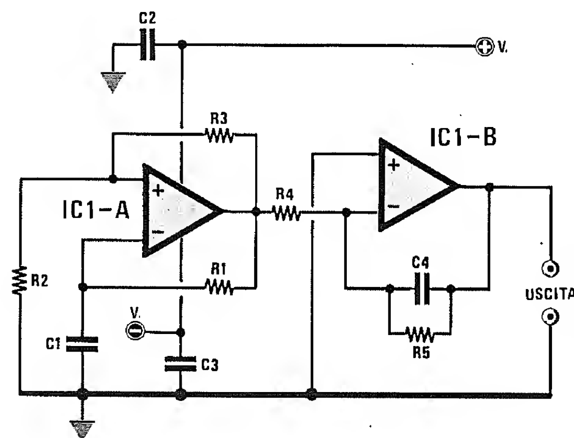



**Fig.84 Schema di un Generatore di Onde TRIANGOLARI da usare per una alimentazione DUALE.**

**R1 = vedi formula**
**R2-R3 = 100.000 ohm**
**R4 = valore identico a R1**
**R5 = valore di R1 x 20**
**C1 = vedi formula**
**C2-C3 = 100.000 pF**
**C4 = valore identico a C1**

Per realizzare un generatore di onde triangolari da utilizzare per una alimentazione **singola** dovremo realizzare lo schema visibile nella fig.86.

Le formule da utilizzare per l'alimentazione **singola** non sono identiche a quelle per la tensione **duale**, infatti avremo:

**Hz = 714.285 : (R1 x C1)**
**R1 = 714.285 : (C1 x Hz)**
**C1 = 714.285 : (R1 x Hz)**
**C4 = valore di C1**
**R4 = valore uguale a R1 o maggiore**
**R5 = maggiore di R1 di 20 circa**

**Nota** = Consigliamo di scegliere R4 uguale a R1, poichè se sceglierete R4 maggiore di R1, l'ampiezza dell'onda triangolare di uscita diminuirà.

**Esempio** = Vogliamo realizzare un generatore che ci fornisca in uscita delle onde **triangolari** sulla frequenza di **1.200 Hz**, quindi vorremmo conoscere quali valori di **R1-C1-C4-R4-R5** utilizzare in tale schema.

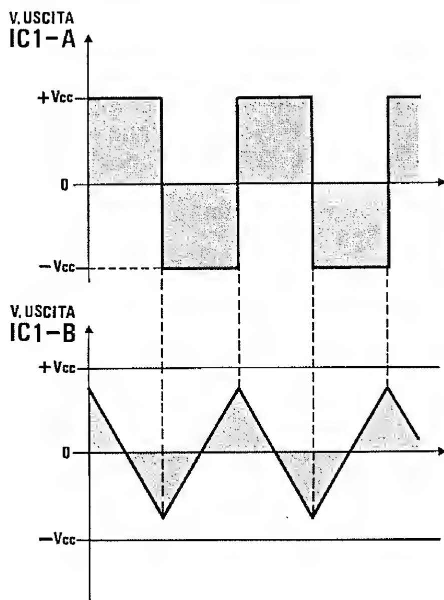



**Fig.85 Usando una alimentazione DUALE otterremo delle onde TRIANGOLARI con semionde negative e positive rispetto alla massa. Per modificare la frequenza si può collegare un trimmer in serie a R1.**

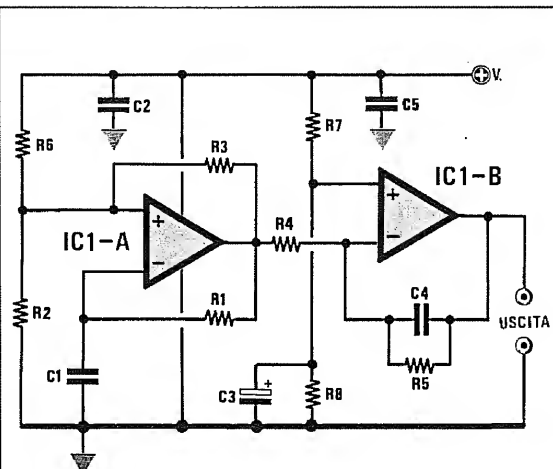



**Fig.86 Schema di fig.84 modificato per essere alimentato da una tensione SINGOLA.**

**R1 = vedi formula**
**R2-R3 = 100.000 ohm**
**R4 = valore identico a R1**
**R5 = valore di R1 x 20**
**R6-R7-R8 = 100.000**
**C1 = vedi formula**
**C2 = 100.000 pF**
**C3 = 10 mF elettrolitico**
**C4 = valore identico a C1**
**C5 = 100.000 pF**

Innanzitutto sceglieremo per **C1** un valore di capacità standard e a caso sceglieremo **10.000 picoFarad** pari a **10 nanoFarad**, poi calcoleremo il valore della resistenza **R1**:

**R1 = 714.285 : (10 x 1.200) = 59,5 Kiloohm**

Poichè il valore standard più vicino a quello calcolato è **56 Kiloohm**, controlleremo quale frequenza otterremo con questo valore:

**Hz = 714.285 : (10 x 56) = 1.275 Hertz**

In pratica riscontreremo sempre una differenza dal valore calcolato in via **teorica** con quello che rileveremo in **pratica**, a causa della normale tolleranza delle resistenze e dei condensatori.

Sapendo che **C4** ha lo stesso valore di **C1** e scegliendo **R4** uguale a **R1**, calcoleremo il valore da assegnare a **R5**:

**R5 = 56 x 20 = 1.120 Kiloohm**

In questo caso potremo inserire una resistenza da **1 Megaohm**.

## GENERATORE A DENTE DI SEGA - Alimentazione DUALE

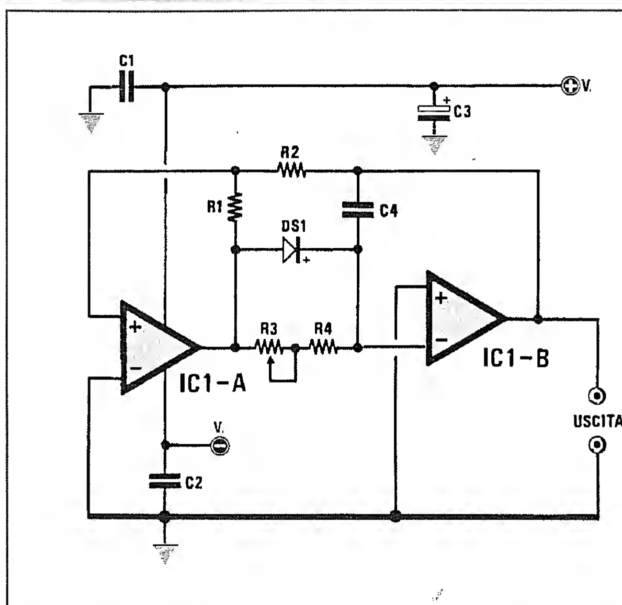



**Fig.87 Generatore di onde a DENTE di SEGA da alimentare con una tensione DUALE.**

**R1 = 12.000 ohm**
**R2 = 8.200 ohm**
**R3-R4 = vedi formula**
**C1-C2 = 100.000 pF**
**C3 = 10 mF elettrolitico**
**C4 = vedi formula**
**DS1 = diodo 1N4150 o 4148**

## GENERATORE A DENTE DI SEGA - Alimentazione SINGOLA

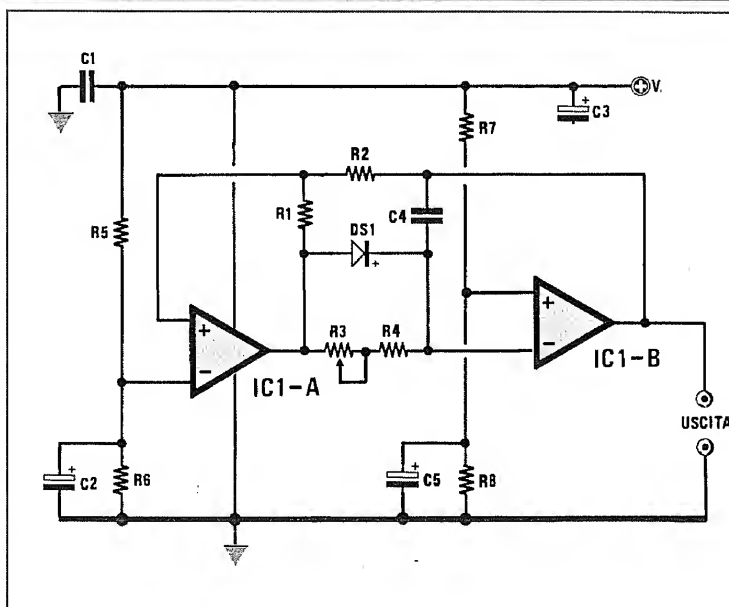



**Fig.88 Schema di fig.87 modificato per una alimentazione SINGOLA. Per questo schema usare integrati LM.358 - LM.324 - CA3130.**

**R1 = 12.000 ohm**
**R2 = 8.200 ohm**
**R3-R4 = vedi formula**
**R5-R6 = 10.000 ohm**
**R7-R8 = 10.000 ohm**
**C1 = 100.000 pF**
**C2-C3 = 10 mF elettrolitico**
**C4 = vedi formula**
**C5 = 10 mF elettrolitico**
**DS1 = diodo 1N4150 o 1N4148**

Nella fig.87 è riportato lo schema elettrico di un generatore a **dente di sega** alimentato con una tensione **duale** che utilizza un **trigger di Schmitt** (IC1/A) ed un **integratore** (IC1/B), mentre nella fig.88 lo schema per un'alimentazione singola.

Inserendo in questo circuito il diodo **DS1** con il catodo rivolto verso **IC1/B**, otterremo un'onda a dente di sega come visibile nella fig.89.

Rivolgendo il catodo di tale diodo verso l'operazionale **IC1/A**, otterremo un'onda a dente di sega rovesciata come visibile nella fig.90.

Un altro vantaggio che presenta questo circuito è quello di poter generare un'**onda triangolare** (vedi fig.91) togliendo dal circuito il diodo al silicio **DS1**.

Per realizzare questo circuito è consigliabile utilizzare operazionali **doppi** con ingresso a **FET** del tipo **TL.082 - LF.353**.

Il trimmer **R3** collegato tra l'uscita di IC1/A e l'ingresso invertente di IC1/B, serve per variare la **frequenza** dell'onda a dente di sega o triangolare.

Per calcolare la frequenza di lavoro di questo ge-

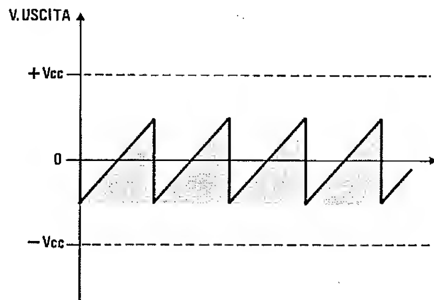



**Fig.89 Se il catodo del diodo DS1 risulta rivolto verso il condensatore C4, otterremo delle onde a dente di SEGA con il lato inclinato rivolto verso sinistra ed il lato verticale rivolto verso destra.**

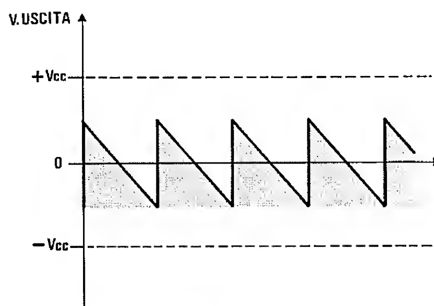



**Fig.90 Se il catodo del diodo DS1 risulta rivolto verso la resistenza R1, otterremo delle onde a dente di SEGA con il lato inclinato rivolto verso destra ed il lato verticale rivolto verso sinistra.**

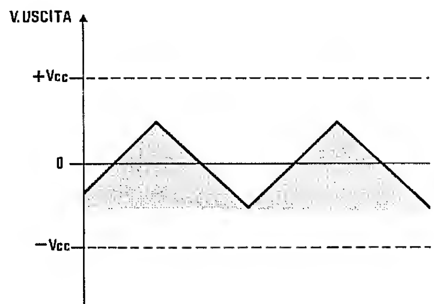



**Fig.91 Togliendo dal circuito il diodo DS1, l'onda a dente di sega si trasformerà in un'onda TRIANGOLARE. Togliendo il diodo DS1, cambierà il numero fisso per calcolare la frequenza (vedi testo).**

neratore a dente di sega potremo utilizzare queste formule:

**Hz = 731.000 : [(R3 + R4) x C4]**
**R3 + R4 = 731.000 : (Hz x C4)**
**C4 = 731.000 : [(R3 + R4) x Hz]**

**Nota** = I valori di **R3-R4** sono espressi in **Kiloohm** e il valore del condensatore **C4** in **nanoFarad.**

Togliendo dai circuiti di fig.87 e di fig.88 il diodo **DS1**, per poter ottenere delle **onde triangolari** le formule sopra riportate andranno modificate come segue:

**Hz = 365.000 : [(R3 + R4) x C4]**
**R3 + R4 = 365.000 : (Hz x C4)**
**C4 = 365.000 : [(R3 + R4) x Hz]**

A causa della tolleranza delle resistenze e del condensatore otterremo in pratica dei valori di **frequenza** leggermente diversi da quelli calcolati in via teorica.

**Esempio** = Abbiamo realizzato il Generatore a dente di SEGA di fig.87 utilizzando questi valori:

**R3 = 2.200 ohm**
**R4 = 4.700 ohm trimmer**
**C4 = 33.000 pF**

Vorremmo quindi conoscere quali frequenze otterremo ruotando da un estremo all'altro il cursore del trimmer **R4** ed anche quale frequenza otterremo togliendo dal circuito il diodo **DS1.**

Ruotando il trimmer **R4** per la sua massima resistenza **4,7 Kiloohm** e sapendo che la **R3** è da **2,2 Kiloohm**, otterremo un totale di **4,7 + 2,2 = 6,9 Kiloohm.**

Convertendo **C4** da **33.000 pF** in **nanoFarad**, otterremo un valore di **33 nanoFarad.**

Utilizzando la formula sopra riportata otterremo:

**731.000 : (6,9 x 33) = 3.210 Hz**

Cortocircuitando il trimmer **R4**, inseriremo nella formula il solo valore di **R3** pari a **2,2 Kiloohm** e così facendo otterremo:

**731.000 : (2,2 x 33) = 10.068 Hz**

Togliendo il diodo **DS1** otterremo delle onde **Triangolari** con una frequenza ben diversa dalle precedenti, infatti:

**365.000 : (6,9 x 33) = 1.602 Hz**
**365.000 : (2,2 x 33) = 5.027 Hz**

Cioè delle frequenze **dimezzate** rispetto a quelle che si ottenevano con il diodo inserito.

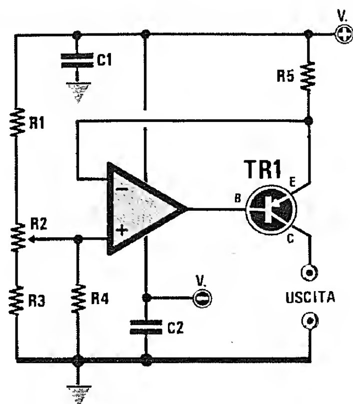



**Fig.92 Generatore di CORRENTE costante da utilizzare per una alimentazione DUALE.**

**R1 = 1.000 ohm**
**R2 = 10.000 ohm trimmer**
**R3 = 1.000 ohm**
**R4 = 1 megaohm**
**R5 = vedi formula**
**C1-C2 = 100.000 pF**
**TR1 = transistor PNP di potenza**

Quando si ha necessità di modificare il guadagno di uno stadio amplificatore a transconduttanza variabile o di ricaricare delle pile al nichel-cadmio con una ben precisa corrente, occorre utilizzare un generatore di **corrente costante** (vedi fig.92).

Come potete notare, il piedino d'ingresso **non invertente** risulta collegato sul cursore del trimmer R2, mentre il piedino **invertente** è collegato sull'**Emettitore** del transistor **TR1** che deve necessariamente essere un **PNP** di potenza.

La **corrente costante** che potremo prelevare da questo circuito dipende dalla tensione di alimentazione e dal valore della resistenza **R5** applicata sull'Emettitore del transistor.

Le formule da utilizzare per questo generatore di corrente costante sono le seguenti:

**Amper = (Vcc - Vin) : R5**
**R5 = (Vcc - Vin) : Amper**
**Watt R5 = Amper x Amper x ohm**

**Nota** = **Vcc** è il valore della sola tensione **positiva** di alimentazione, **Vin** è la tensione che applicheremo sull'ingresso **non invertente** dell'operazionale. Il valore della **R5** è in questo caso espresso in **ohm**.

Facciamo presente che eseguendo il calcolo ed utilizzando per **R5** dei bassi valori **ohmici**, in teoria potremmo anche ottenere in uscita delle correnti di alcune **decine** di Amper, che poi non ritroveremo in pratica, perchè il transistor di potenza e la resistenza **R5**, che deve necessariamente risultare a **filo**, si surriscalderanno esageratamente.

Inoltre, per correnti di uscita abbastanza elevate potrà essere necessario l'uso di un transistor darlington al posto del transistor TR1.

Ruotando il trimmer **R2** verso il negativo, la corrente in uscita **aumenterà**, ruotandolo verso il **positivo**, la corrente in uscita **diminuirà**.

Se volessimo alimentare questo circuito con una tensione **singola**, dovremmo collegare a **massa** il piedino che andrebbe collegato alla tensione **negativa** di alimentazione e utilizzare in questo caso **soltanto** degli amplificatori operazionali del tipo **LM.358 - LM.324 - CA.3130.**

**Esempio** = Abbiamo alimentato il circuito di fig.92 con una tensione **duale** di **15 + 15 volt** e regolato il trimmer **R2** in modo da applicare sull'ingresso **non** invertente una tensione di **4 volt negativi**, vorremmo conoscere che valore di **R5** utilizzare per ottenere in uscita una corrente di **1,2 Amper.**

Come **Vcc** prenderemo il valore massimo positivo, cioè **15 volt**, mentre per la **Vin** prenderemo **4 volt**. Pertanto il valore di **R5** in ohm sarà di:

**(15 - 4) : 1,2 = 9,16 ohm**

Poichè questo valore non è reperibile in commercio, potremo collegare in parallelo due resistenze da **18 ohm** in modo da ottenere **9 ohm.**

Con questo valore otterremo in uscita una corrente di:

**(15 - 4) : 9 = 1,22 amper**

Per conoscere di quanti Watt dovrà essere la resistenza **R2** potremo utilizzare questa formula:

**Watt = Amper x Amper x ohm**

pertanto tale resistenza dovrà risultare da:

**1,22 x 1,22 x 9 = 13,39 Watt**

Quindi se useremo una sola resistenza a filo, questa dovrà risultare da almeno **15 watt**, mentre se ne useremo due in parallelo, queste potranno essere da **7 watt** ognuna.

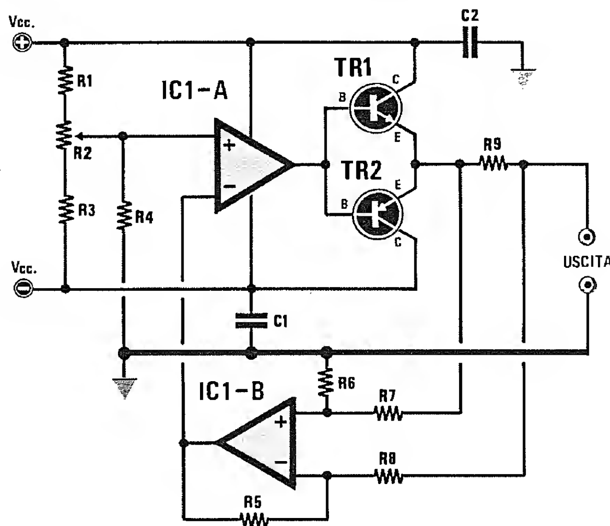



**Fig.93 Generatore di CORRENTE costante da utilizzare per una alimentazione DUALE. Questo circuito è in grado di fornire in uscita una tensione Positiva oppure Negativa.**

**R1 = 1.000 ohm**
**R2 = 22.000 ohm trimmer**
**R3 = 1.000 ohm**
**R4 = 1 megaohm**
**R5-R6 = 1 megaohm**
**R7-R8 = 1 megaohm**
**R9 = vedi formula**
**C1-C2 = 100.000 pF**
**TR1 = transistor di potenza NPN**
**TR2 = transistor di potenza PNP**

Il Generatore di Corrente Costante di fig.92 permette di **erogare** una corrente che potremo variare semplicemente ruotando il cursore del trimmer R2.

Lo schema visibile nella fig.93, il cui operazionale pilota le Basi di un transistor **NPN** e di un **PNP**, ci permetterà di ottenere un'uscita con polarità invertita.

Il secondo operazionale **IC1/B**, i cui ingressi sono collegati sui due estremi della resistenza **R9** e la cui uscita è collegata sul piedino **invertente** di **IC1/A**, viene utilizzato per fare in modo che la corrente d'uscita risulti proporzionale alla tensione prelevata sul cursore R2.

A questo punto qualcuno tra voi lettori potrebbe chiedersi a che cosa può servire un generatore di corrente costante che **inverta** la sua polarità.

Qui ci limiteremo ad elencare le applicazioni più comuni, ad esempio **invertire** il senso di rotazione di un **motorino in CC**, **scaricare** delle **pile** al **nichel cadmio**, **invertire** il lato che deve generare **calore** in una **cella di Peltier.**

Le formule da usare per ricavare il valore della resistenza **R9** in **ohm** e la corrente in **amper** sono qui sotto riportate.

**Amper = Vin : R9**
**R9 = Vin : Amper**
**Watt R9 = Amper x Amper x ohm**

**Nota** = **Vin** e la tensione prelevata dal cursore del trimmer **R2.** Se ruoteremo il trimmer verso la tensione **positiva**, all'uscita di **R9** avremo una corrente **positiva**, se ruoteremo il trimmer verso la tensione **negativa**, sull'uscita avremo una corrente **negativa.**

**Esempio** = Volendo **scaricare** delle pile al **nichel-cadmio** con una corrente di **120 milliamper** pari a **0,12 Amper**, vorremmo conoscere il valore della resistenza **R9**, sapendo che sul cursore del trimmer **R2** è presente una tensione **negativa** di **5 volt.**

Il valore della resistenza **R9** sarà di:

**5 : 0,12 = 41,6 ohm**

Poichè questo valore non è standard, potremo utilizzare una resistenza da **47 ohm**, poi ruotare il trimmer **R1** non più sui **5 volt** negativi, bensì sui **5,65 volt** negativi, infatti:

**5,65 : 47 = 0,12 amper**

Facciamo presente che questo specifico Generatore di corrente costante può essere realizzato solo per un'alimentazione **duale** e non per alimentazione singola.

## AMPLIFICATORE DI POTENZA ingresso INVERTENTE - Alimentazione SINGOLA

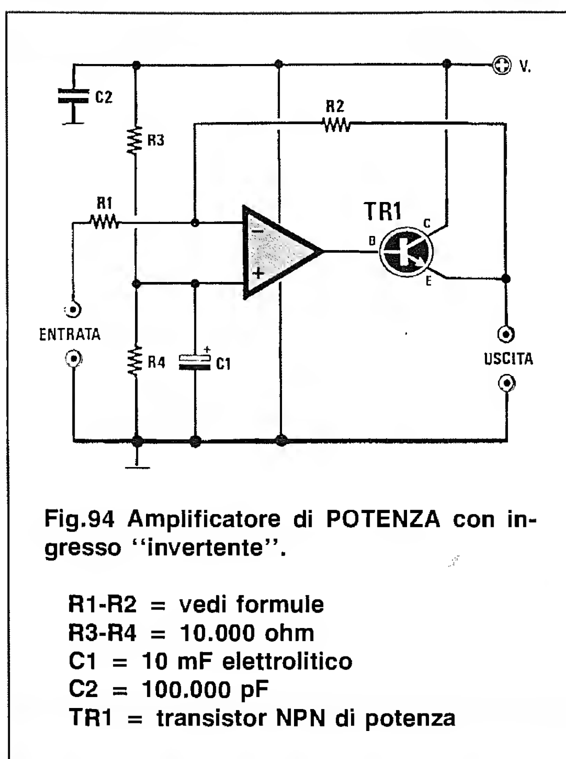



**Fig.94 Amplificatore di POTENZA con ingresso "invertente".**

**R1-R2 = vedi formule**
**R3-R4 = 10.000 ohm**
**C1 = 10 mF elettrolitico**
**C2 = 100.000 pF**
**TR1 = transistor NPN di potenza**

Questo circuito può essere utilizzato per amplificare anche dei segnali di BF.

In **assenza** di un segnale sull'ingresso, ritroverete sull'uscita una **tensione positiva** pari alla **metà** della tensione di alimentazione.

Quando sull'ingresso giunge un segnale **negativo**, la tensione sull'uscita salirà da **metà tensione** verso il massimo **positivo.**

Quando sull'ingresso entra un segnale **positivo,** la tensione sull'uscita scenderà da **metà tensione** verso gli **0 volt.**

Per calcolare il **guadagno** di questo stadio potrete utilizzare la formula qui sotto riportata:

**Guadagno = R2 : R1**

**Nota** = I valori di R2 e di R1 possono essere espressi in **ohm** oppure in **Kiloohm** per entrambe le resistenze.

La corrente massima che potrete prelevare da questo amplificatore dipende dalle caratteristiche del transistor finale **NPN.**

## AMPLIFICATORE DI POTENZA ingresso NON INVERTENTE - Alimentazione SINGOLA

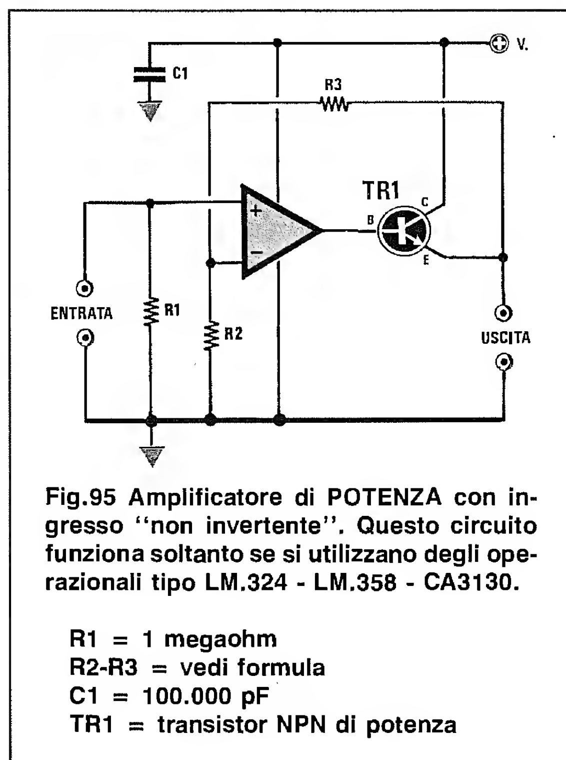



**Fig.95 Amplificatore di POTENZA con ingresso "non invertente". Questo circuito funziona soltanto se si utilizzano degli operazionali tipo LM.324 - LM.358 - CA3130.**

**R1 = 1 megaohm**
**R2-R3 = vedi formula**
**C1 = 100.000 pF**
**TR1 = transistor NPN di potenza**

Se in uscita volete ottenere una tensione che partendo da **0 volt** possa salire verso il **massimo positivo**, dovrete entrare nel piedino **non invertente** come visibile in figura.

In questo circuito dovrete necessariamente utilizzare come operazionale un integrato tipo **LM.358 - LM.324 - CA.3130.**

Il **guadagno** di questo stadio si può calcolare con la formula:

**Guadagno = (R3 : R2) + 1**

Se il circuito viene utilizzato solo per ottenere in uscita maggiore potenza, non conviene amplificare la tensione applicata sull'ingresso, quindi per **R3** ed **R2** si userà un identico valore, ad esempio **10.000** o **15.000 ohm**.

La corrente massima che potrete prelevare da questo amplificatore dipende dalle caratteristiche del transistor finale **NPN.**

Il transistor di potenza **TR1** va applicato sopra ad un'aletta di raffreddamento in modo da dissipare abbastanza velocemente il calore generato.

## ALIMENTATORE BIPOLARE ingresso INVERTENTE - Alimentazione DUALE

Se volete accendere delle lampadine a bassa tensione oppure alimentare dei motorini in CC per farli ruotare in un senso o in senso inverso, occorrerà applicare sull'uscita dell'operazionale visibile in figura una coppia di **transistor NPN/PNP**.

Poichè il cursore del potenziometro è collegato sull'ingresso **invertente** dell'operazionale, quando su questo ingresso entrerà una tensione **negativa** sull'uscita ritroverete una tensione **positiva**.

Quando sull'ingresso **invertente** entrerà una tensione **positiva**, sull'uscita ritroverete una tensione **negativa**.

Per ottenere un guadagno **unitario**, conviene che le due resistenze **R4-R5** risultino di identico valore, ad esempio **100.000 ohm**.

Se utilizzerete due diversi valori, potrete calcolare il **guadagno** usando la formula:

**Guadagno = R5 : R4**

La corrente massima che potrete prelevare da questo alimentatore dipende dalle caratteristiche dei due finali **NPN-PNP**.

I finali andranno montati sopra un'aletta di raffreddamento, separando il loro corpo dal metallo dell'aletta con delle miche isolanti per evitare cortocircuiti.

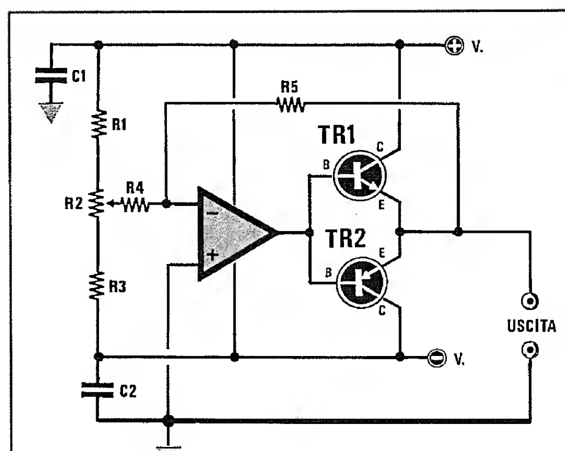



**Fig.96 Alimentatore BIPOLARE di potenza da alimentare con una tensione DUALE.**

**R1 = 1.000 ohm**
**R2 = 22.000 ohm trimmer**
**R3 = 1.000 ohm**
**R4-R5 = vedi formula**
**C1-C2 = 100.000 pF**
**TR1 = Transistor di potenza NPN**
**TR2 = Transistor di potenza PNP**

## AMPLIFICATORE di POTENZA ingresso NON INVERTENTE - Alimentazione DUALE

Questo circuito, dove a differenza del precedente la tensione entra nell'ingresso **non invertente**, vi permetterà di ottenere in uscita un segnale in fase.

Vale a dire che entrando con una tensione **positiva**, in uscita ritroverete una tensione **positiva** ed entrando con una tensione **negativa**, in uscita ritroverete una tensione **negativa**.

Entrando sull'ingresso **non invertente**, la formula del **guadagno** andrà modificata come segue:

**Guadagno = (R3 : R2) + 1**

**Esempio** = Se in questo circuito sono state utilizzate per **R3** una resistenza da **47.000 ohm** e per **R2** una resistenza da **10.000 ohm**, questo stadio amplificherà un segnale o una tensione applicata sull'ingresso di:

**(47.000 : 10.000) + 1 = 5,7 volte**

La corrente massima che potrete prelevare da questo amplificatore dipende dalle caratteristiche dei due finali **NPN/PNP**.

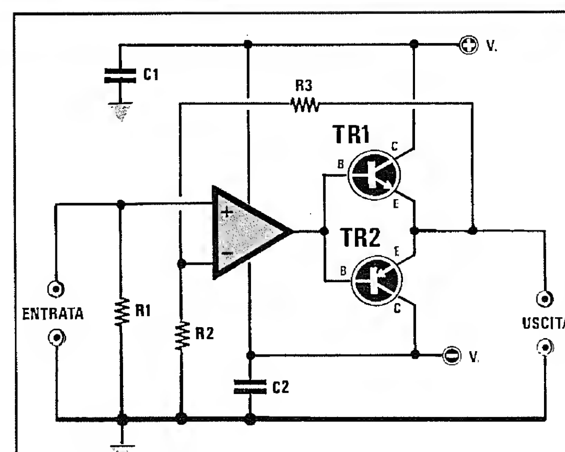


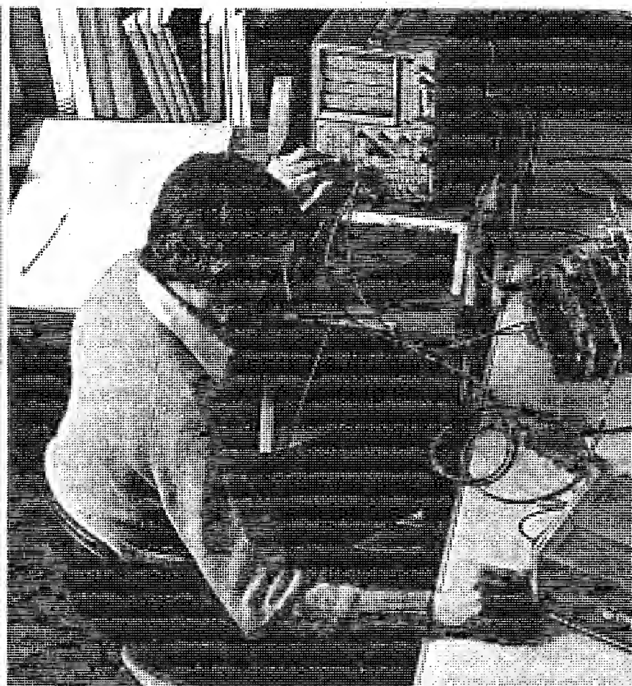

**Fig.97 Amplificatore di POTENZA con ingresso "non invertente".**

**R1 = 1 megaohm**
**R2-R3 = vedi formula**
**C1-C2 = 100.000 pF**
**TR1 = transistor di potenza NPN**
**TR2 = transistor di potenza PNP**

# SCHEMI e FORMULE

per realizzare

# FILTRI PASSA BASSO
# FILTRI PASSA ALTO
# FILTRI PASSA BANDA
# FILTRI NOTCH



Il filtro è un dispositivo che consente di **attenuare** tutte quelle frequenze che non ci interessa amplificare.

In campo elettronico esistono molti circuiti in cui occorre far uso di **filtri**, ad esempio negli Hi-Fi per eliminare i rumori di fondo e le frequenze indesiderate, per realizzare dei Cross-Over, ecc.

Se vi siete trovati nella necessità di calcolare un filtro Passa/Basso, Passa/Alto o Passa/Banda, avrete certamente incontrato non poche difficoltà o perchè le formule a disposizione non sempre risultano comprensibili o perchè una volta montato il filtro vi siete accorti che autooscillava o tagliava su frequenze ben diverse rispetto a quelle calcolate.

Prima di presentarvi tutte le formule necessarie per calcolare qualsiasi tipo di filtro, vi rammentiamo quanto segue.

## FILTRO PASSA/BASSO

Come si vede in fig.1, questo è un filtro che lascia passare senza alcuna attenuazione tutte le frequenze più basse della frequenza di taglio, eliminando o attenuando notevolmente tutte le frequenze superiori.

## FILTRO PASSA/ALTO

Come si vede in fig.2, questo è un filtro che lascia passare senza alcuna attenuazione tutte le frequenze più alte della frequenza di taglio, eliminando o attenuando notevolmente tutte le frequenze inferiori.

## FILTRO PASSA/BANDA

Questo è un filtro che lascia passare una **ristretta** banda di frequenza (vedi fig.3), pertanto tutte le frequenze maggiori o minori, rispetto alla frequenza centrale per cui questo filtro è stato calcolato, vengono eliminate o notevolmente attenuate.

## FILTRO NOTCH

Questo filtro compie l'operazione inversa a quella del filtro Passa/Banda, infatti elimina la sola frequenza per la quale è stato calcolato e lascia passare senza alcuna attenuazione o attenuandole moderatamente tutte le frequenze al di sopra ed al di sotto della sua banda passante (vedi fig.4).

## ORDINE DEI FILTRI

Si parla spesso di filtri di **1° - 2° - 3° - 4° - 5° ordine**, ma senza spiegare quale differenza intercorra tra l'uno e l'altro.

In pratica il tipo di ordine ci permette di conoscere l'**attenuazione in dB** che un filtro effettua per ogni **ottava**.

Ma che cosa si intende esattamente per **ottava**?

La parola **ottava** sta ad indicare semplicemente il **raddoppio** o il **dimezzamento** della frequenza fondamentale.

Per una **frequenza fondamentale** esistono dunque sia le ottave **superiori** sia quelle **inferiori**, che si ottengono moltiplicando o dividendo la frequenza fondamentale per **2 - 4 - 8 - 16**.

**TABELLA N.1 ATTENUAZIONI per OTTAVE**

| ordine filtro | attenuazioni × ottava | 1ª ottava | 2ª ottava | 3ª ottava |
|---|---|---|---|---|
| 1° ordine | 6 dB | : 2,818 | : 5,623 | : 11,22 |
| 2° ordine | 12 dB | : 5,623 | : 22,39 | : 89,12 |
| 3° ordine | 18 dB | : 11,22 | : 89,12 | : 707,9 |
| 4° ordine | 24 dB | : 22,39 | : 354,8 | : 5.623 |
| 5° ordine | 30 dB | : 44,67 | : 1.412 | : 44.670 |
| 6° ordine | 36 dB | : 89,12 | : 5.623 | : 354.800 |
| 7° ordine | 42 dB | : 177,8 | : 22.390 | : 2.818.000 |
| 8° ordine | 48 dB | : 354,8 | : 89.125 | : 22.390.000 |

**Conoscendo la frequenza e l'ampiezza del segnale di BF applicato sull'ingresso di un filtro, potrete calcolare l'ampiezza del segnale d'uscita della 1°, della 2° e della 3° ottava, dividendolo per il numero riportato in questa tabella.**

Se realizzate un filtro **Passa/Basso** calcolato per una frequenza di taglio pari a **1.200 Hz**, verranno attenuate le sole **ottave superiori**, cioè:

**1° ottava = 1.200 x 2 = 2.400 Hz**
**2° ottava = 1.200 x 4 = 4.800 Hz**
**3° ottava = 1.200 x 8 = 9.600 Hz**
**4° ottava = 1.200 x 16 = 19.200 Hz**

Se realizzate un filtro **Passa/Alto** calcolato per una frequenza di taglio a **1.200 Hz** verranno attenuate le sole **ottave inferiori**, cioè:

**1° ottava = 1.200 : 2 = 600 Hz**
**2° ottava = 1.200 : 4 = 300 Hz**
**3° ottava = 1.200 : 8 = 150 Hz**
**4° ottava = 1.200 : 16 = 75 Hz**

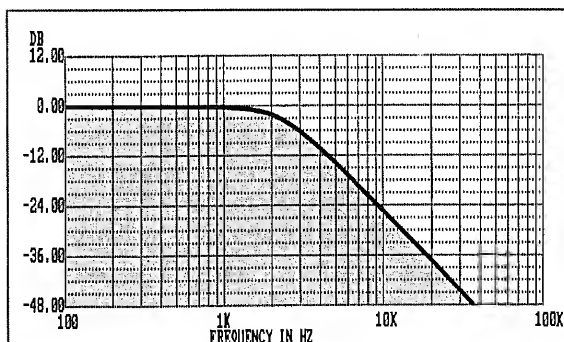



**Fig.1 Il filtro Passa/Basso lascia passare senza attenuazione tutte le frequenze poste sotto il valore della "frequenza di taglio".**

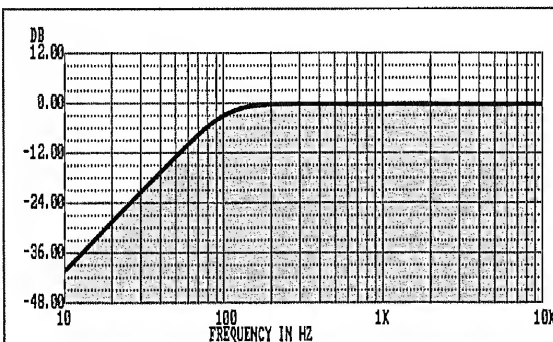



**Fig.2 Il filtro Passa/Alto lascia passare senza attenuazione tutte le frequenze poste sopra il valore della "frequenza di taglio".**

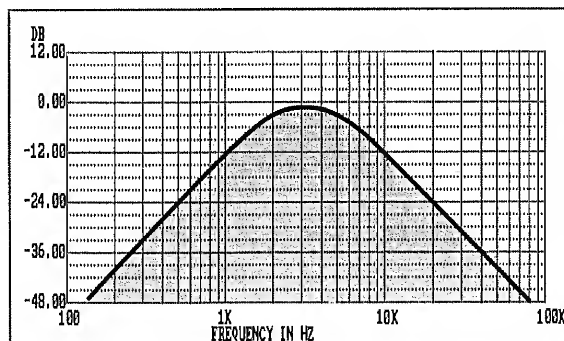



**Fig.3 Il filtro Passa/Banda lascia passare, senza alcuna attenuazione, una ristretta banda di frequenza.**

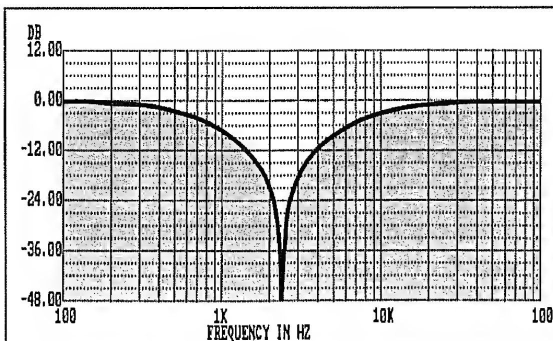



**Fig.4 Il filtro Notch viene utilizzato per eliminare totalmente la frequenza sulla quale è stato calcolato.**

Per calcolare l'attenuazione introdotta dal filtro alle varie ottave dovrete usare la **Tabella N.1**.

Se avete scelto un filtro Passa/Basso del **1° ordine** che attenua **6 dB x ottava**, dovrete dividere l'ampiezza del segnale di BF applicato all'ingresso, per il numero fisso riportato nella **Tabella N.1:**

a **2.400 Hz (1° ottava) = volt d'ingresso : 2,818**
a **4.800 Hz (2° ottava) = volt d'ingresso : 5,623**
a **9.600 Hz (3° ottava) = volt d'ingresso : 11,22**

Se avete scelto un filtro Passa/Alto del **2° ordine** che attenua **12 dB x ottava**, dovrete dividere l'ampiezza del segnale di BF applicato all'ingresso, per il numero fisso riportato nella **Tabella N.1:**

a **600 Hz (1° ottava) = volt d'ingresso : 5,623**
a **300 Hz (2° ottava) = volt d'ingresso : 22,39**
a **150 Hz (3° ottava) = volt d'ingresso : 89,12**

**Nota** = Nel calcolo delle attenuazioni sulla 1°, 2° e 3° **ottava** è già inserita l'attenuazione di **3 dB** che il filtro introduce alla frequenza di taglio.

**Esempio** = Avete realizzato un filtro **Passa/Basso** con una frequenza di taglio a **1.200 Hz** che presenta un'attenuazione di **24 dB x ottava** e vorreste conoscere l'ampiezza del segnale di uscita sulla **1° ottava** (2.400 Hz) e sulla **2° ottava** (4.800 Hz) applicando sull'ingresso un segnale di **3 volt**.

a 2.400 Hz (1° ottava) **3 : 22,39 = 0,134 volt**
a 4.800 Hz (2° ottava) **3 : 354,8 = 0,008 volt**

**Esempio** = Avete realizzato un filtro **Passa/Alto** con una frequenza di taglio a **3.000 Hz** che presenta un'attenuazione di **12 dB x ottava** e vorreste conoscere l'ampiezza del segnale di uscita sulla **1° ottava** (1.500 Hz) e sulla **2° ottava** (750 Hz) applicando sull'ingresso un segnale di **4 volt**.

a 1.500 Hz (1° ottava) **4 : 5,623 = 0,711 volt**
a 750 Hz (2° ottava) **4 : 22,39 = 0,178 volt**

## NOTE IMPORTANTI

Prima di continuare illustrandovi gli schemi completi di esempi utili per calcolare **i** diversi tipi di filtri, è necessario fare un'importante precisazione.

Nelle formule riportate sotto ad ogni schema occorre scegliere per la capacità **C1** oppure per la resistenza **R1** un valore **arbitrario**.

In pratica non è mai consigliabile scegliere il valore di **R1** e poi calcolare la capacità del condensatore **C1**, ma è meglio effettuare l'operazione inversa, cioè scegliere un valore **standard** per **C1** ed in base a questo calcolare il valore della resistenza **R1**.

Infatti difficilmente si riusciranno a ricavare dai calcoli dei valori **standard**, pertanto risulta sempre più semplice, e occupa meno spazio sul circuito, collegare in serie o in parallelo due resistenze piuttosto che due condensatori.

Per evitare comunque di scegliere delle capacità inadeguate alle frequenze di taglio, che vi fornirebbero dei valori di **R1** sproporzionati, abbiamo riportato nella **Tabella N.2** i valori che vi consigliamo di adoperare.

**Nota** = Di seguito vedremo alcuni esempi, ma ricordatevi comunque che dal calcolo **teorico** al risultato **pratico** possono intercorrere delle consistenti differenze per i seguenti motivi:

**1°** = Tutte le resistenze ed i condensatori che si utilizzano hanno delle tolleranze di circa il **5-10%** in più o in meno del valore impresso sull'involucro.

**2°** = Posizionando il filtro sopra un circuito stampato, si sommeranno delle **capacità parassite** che ovviamente non possiamo prevedere con i nostri calcoli.

**3°** = Applicando il filtro sulla Base di un transistor, le resistenze di polarizzazione avranno valori ohmici che, sommandosi a quelli già presenti sul filtro, ne modificheranno la **frequenza**.



**TABELLA N.2 VALORI di C1 consigliati per le varie FREQUENZE**

| Frequenza di taglio | capacità in nanoFarad | | | | | | | | | |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| 10 100 Hz | 100 | 120 | 150 | 180 | 220 | 270 | 330 | 390 | 470 | 560 nanoFarad |
| 100 500 Hz | 22 | 27 | 33 | 39 | 47 | 56 | 68 | 82 | 100 | 120 nanoFarad |
| 500 1.000 Hz | 6,8 | 8,2 | 10 | 12 | 15 | 18 | 22 | 27 | 33 | 39 nanoFarad |
| 1.000 5.000 Hz | 2,7 | 3,3 | 3,9 | 4,7 | 5,6 | 6,8 | 8,2 | 10 | 12 | 15 nanoFarad |
| 5.000 10.000 Hz | 1,0 | 1,2 | 1,5 | 1,8 | 2,2 | 2,7 | 3,3 | 3,9 | 4,7 | 5,6 nanoFarad |
| 10.000 20.000 Hz | 0,56 | 0,68 | 0,82 | 1,0 | 1,2 | 1,5 | 1,8 | 2,2 | 2,7 | 3,3 nanoFarad |
| 20.000 40.000 Hz | 0,33 | 0,39 | 0,47 | 0,56 | 0,68 | 0,82 | 1,0 | 1,2 | 1,5 | 1,8 nanoFarad |

**Esempio** = Volete calcolare un filtro **Passa/Basso** di **2° ordine** (vedi fig.9) con una frequenza di taglio a **350 Hz** e quindi vi occorre determinare i valori del condensatore **C1** e della resistenza **R1**.

Come prima operazione ricercherete nella **Tabella N.2** le capacità consigliate per una frequenza di **350 Hz** e nella prima colonna troverete che per una gamma compresa tra **100** e **500 Hz** potete scegliere qualsiasi capacità compresa tra **22** e **120 nanoFarad.**

A questo punto controllerete con quale di queste capacità standard, cioè:

**22-27-33-39-47-56-68-82-100-120 nanoFarad**

potete ottenere per la resistenza **R1** un valore **standard** utilizzando la formula qui sotto riportata:

**R1 Kiloohm = 75.000 : ( C1 x Hz )**

Sostituendo a **C1** i valori standard **in nanoFarad** otterrete per **R1** questi valori espressi in Kiloohm:

**75.000 : (22 x 350) = 9,74 Kiloohm**

**75.000 : (27 x 350) = 7,93 Kiloohm**

**75.000 : (33 x 350) = 6,50 Kiloohm**

**75.000 : (39 x 350) = 5,50 Kiloohm**

**75.000 : (47 x 350) = 4,55 Kiloohm**

**75.000 : (56 x 350) = 3,82 Kiloohm**

**75.000 : (68 x 350) = 3,15 Kiloohm**

**75.000 : (82 x 350) = 2,61 Kiloohm**

**75.000 : (100 x 350) = 2,14 Kiloohm**

**75.000 : (120 x 350) = 1,78 Kiloohm**

Da questi calcoli potete rilevare che le combinazioni più valide sono:

| valore C1 | valore R1 |
|---|---|
| 22 nanoF | 9,74 Kiloohm |
| 39 nanoF | 5,50 Kiloohm |
| 56 nanoF | 3,82 Kiloohm |
| 120 nanoF | 1,78 Kiloohm |

Se volete utilizzare per **C1 = 22 nanoF** e per **R1 = 10 Kiloohm**, in sostituzione dei **9,74 Kiloohm** che non è un valore standard, potrete calcolare di quanto si sposterà la frequenza di taglio, utilizzando la formula:

**Hz = 75.000 : ( C1 x R1 )**
**Hz = 75.000 : ( 22 x 10 ) = 340 Hz**

Dobbiamo ricordarvi che i valori ricavati con queste formule non saranno mai reali perchè esistono sempre delle **tolleranze** sui valori delle capacità e delle resistenze che utilizzerete.

Ammesso che il condensatore sia da **21,4 nanoF** anche se sull'involucro è riportato **22 nanoF**, e che la resistenza risulti da **9,8 Kiloohm**, anche se indicata da **10 Kiloohm**, otterrete in pratica una frequenza di taglio a:

**75.000 : ( 21,4 x 9,8 ) = 357 Hz**

Come potete notare è sufficiente una tolleranza maggiore di un **5%** per modificare notevolmente la frequenza di taglio, quindi questo particolare va tenuto sempre ben presente.

Ad esempio in un condensatore da **22.000 picoFarad** con una tolleranza del **5%**, la capacità può variare da un minimo di **20.900 pF** fino ad un massimo di **23.100 pF**.

In una resistenza da **10.000 ohm** con una tolleranza del **5%**, il valore può variare da un minimo di **9.500 ohm** fino ad un massimo di **10.500 ohm**.



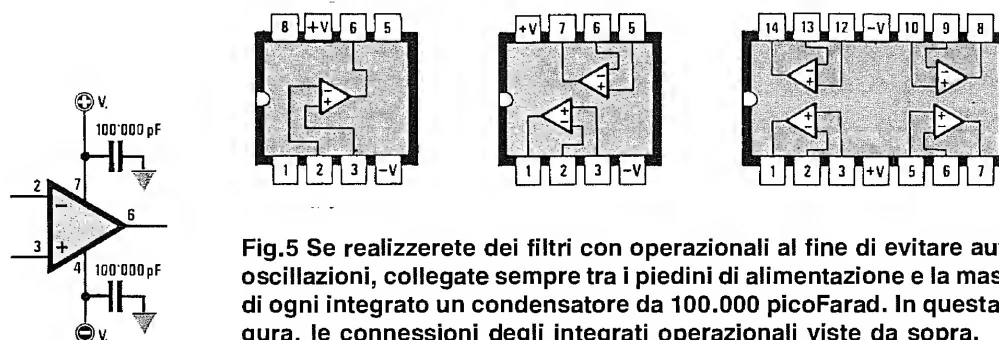
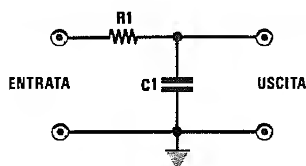
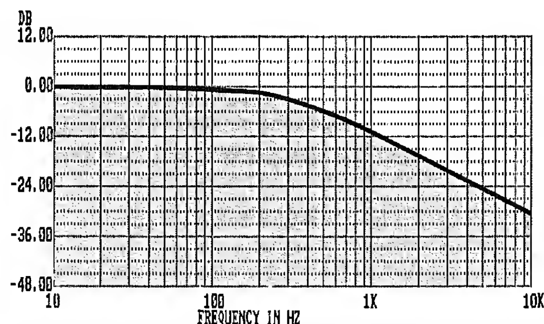



**Fig.5 Se realizzerete dei filtri con operazionali al fine di evitare autooscillazioni, collegate sempre tra i piedini di alimentazione e la massa di ogni integrato un condensatore da 100.000 picoFarad. In questa figura, le connessioni degli integrati operazionali viste da sopra.**

## Fig.6 Filtro Passa/Basso 1° ordine Attenuazione 6 dB x ottava



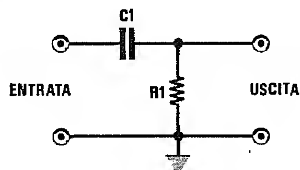



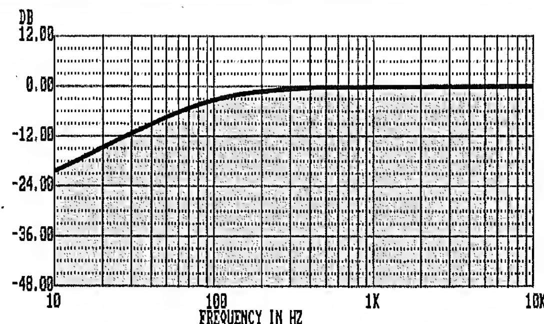

R1 = 159.000 : ( C1 x Hz )
C1 = 159.000 : ( R1 x Hz )
Hz = 159.000 : ( R1 x C1 )

Il valore di R1 è in Kiloohm e il valore di C1 in nanoFarad.

Calcolando questo filtro sui 300 Hz, si ottiene la curva visibile in questo grafico.

## Fig.7 Filtro Passa/Alto 1° ordine Attenuazione 6 dB x ottava



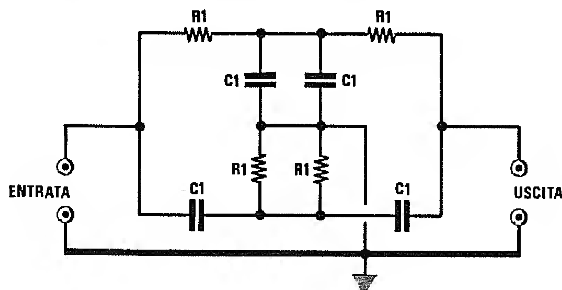



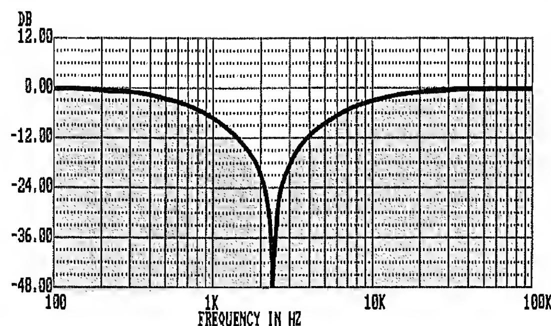

R1 = 159.000 : ( C1 x Hz )
C1 = 159.000 : ( R1 x Hz )
Hz = 159.000 : ( R1 x C1 )

Il valore di R1 è in Kiloohm e il valore di C1 in nanoFarad.

Calcolando questo filtro sui 100 Hz, si ottiene la curva visibile in questo grafico.

## Fig.8 Filtro Notch 1° ordine Attenuazione 6 dB x ottava




R1 = 159.000 : ( C1 x Hz )
C1 = 159.000 : ( R1 x Hz )
Hz = 159.000 : ( R1 x C1 )

Il valore di R1 è in Kiloohm e il valore di C1 in nanoFarad.

Calcolando questo filtro sui 2.400 Hz, si ottiene la curva visibile in questo grafico.

**Esempio** = Calcolare **i** valori di **R1** e di **C1** per realizzare un filtro **Passa/Basso** di **1° ordine** con una frequenza di taglio a **300 Hz**.

Controllando la **Tabella N.2** vedrete che per questo filtro potete utilizzare una qualsiasi capacità compresa tra **22** e **120 nanoFarad**.

Supposto di aver scelto una capacità di **22 nanoF** e conoscendo la frequenza di taglio pari a **300 Hz**, potete calcolare il valore della resistenza **R1** facendo:

**159.000 : ( 22 x 300 ) = 24,09 Kiloohm**

Non essendo questo valore reperibile, potete collegare in serie ad una resistenza da **22 Kiloohm** una resistenza da **2,2 Kiloohm**, ottenendo così **24,2 Kiloohm**.

Per sapere su quale **frequenza di taglio** si sposta tale filtro utilizzando per il condensatore una capacità di **22 nanoF** e per la resistenza un valore di **24,2 Kiloohm**, potrete utilizzare la formula:

**159.000 : ( 22 x 24,2 ) = 298 Hz**

Poichè questo valore non si discosta molto dalla frequenza desiderata, potrete impiegare per **C1** e per **R1** i valori prima calcolati.

Se volete ottenere un'**esatta** frequenza di **300 Hz**, potrete collegare in serie alla resistenza da **22.000 ohm** un trimmer da **4.700 ohm**.

Utilizzando un trimmer potrete correggere anche le immancabili tolleranze del condensatore C1.

**Esempio** = Calcolare i valori di **R1** e di **C1** per realizzare un filtro **Passa/Alto** di **1° ordine** che tagli tutte le frequenze inferiori a **100 Hz**.

Controllando la **Tabella N.2** vedrete che per questo filtro potete utilizzare una qualsiasi capacità compresa tra **100** e **560 nanoF**.

Supposto di aver scelto una capacità di **150 nanoF** e conoscendo la frequenza di taglio pari a **100 Hz**, potete calcolare il valore della resistenza **R1** facendo:

**159.000 : ( 150 x 100 ) = 10,6 Kiloohm**

Valore che potrete tranquillamente arrotondare a **10 Kiloohm**, che è un valore **standard**.

Per sapere su quale **frequenza di taglio** si sposta tale filtro utilizzando per il condensatore una capacità di **150 nanoF** e per la resistenza un valore di **10 Kiloohm**, potrete utilizzare la formula:

**159.000 : ( 150 x 10 ) = 106 Hz**

Poichè questo valore non si discosta molto dalla frequenza desiderata, potrete impiegare per **C1** e per **R1** i valori prima calcolati.

**Esempio** = Calcolare i valori di **R1** e **C1** per realizzare un filtro **Notch** di **1° ordine** che elimini da un segnale di BF la sola frequenza di **2.400 Hz.**

Controllando la **Tabella N.2** vedrete che per questo filtro potete utilizzare una qualsiasi capacità compresa tra **2,7** e **15 nanoF.**

Supponendo di aver scelto una capacità di **5,6 nanoF** e conoscendo la frequenza di taglio pari a 2.400 Hz, potete calcolare il valore della resistenza **R1** facendo:

**159.000 : ( 5,6 x 2.400 ) = 11,83 Kiloohm**

Valore che potrete tranquillamente arrotondare a **12 Kiloohm**, che è un valore **standard**.

Per sapere su quale **frequenza di taglio** si sposta tale filtro utilizzando per il condensatore una capacità di **5,6 nanoF** e per la resistenza un valore di **12 Kiloohm**, potrete utilizzare la formula:

**159.000 : ( 5,6 x 12 ) = 2.366 Hz**

Poichè questo valore non si discosta molto dalla frequenza desiderata, potrete impiegare per **C1** e per **R1** i valori prima calcolati.

## FILTRI di ORDINE SUPERIORE

Tutti i filtri di **1° ordine** attenuano le **ottave** superiori o inferiori di soli **6 dB per ottava,** quindi la loro curva (vedi figg.6-7) risulta meno ripida rispetto ad un filtro di **ordine superiore** (vedi figg.1-2).

Per ottenere dei filtri che abbiano una maggior attenuazione, ad esempio **12 - 18 - 24 - 30 dB x ottava**, occorre abbandonare questi semplici filtri e passare a quelli di **2° - 3° - 4° - 5° - 6° ordine** che, come vedremo nelle pagine successive, si realizzano usando degli **amplificatori operazionali.**

Per realizzare gli schemi che vi proporremo potrete utilizzare qualsiasi tipo di amplificatore operazionale, come ad esempio **uA.741 - TL.081 - TL.082 - LM.1458** ecc.

Tutti gli schemi che trovate su questo manuale sono stati preventivamente **provati** e collaudati sia alimentandoli con una tensione **duale** che **singola.**

Come noterete, negli operazionali alimentati con una tensione **singola** lo schema risulta leggermente diverso rispetto allo stesso filtro alimentato con una tensione **duale.**

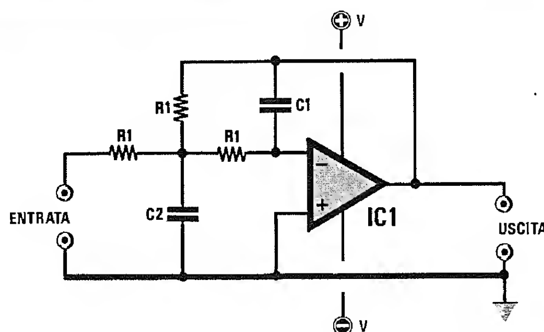
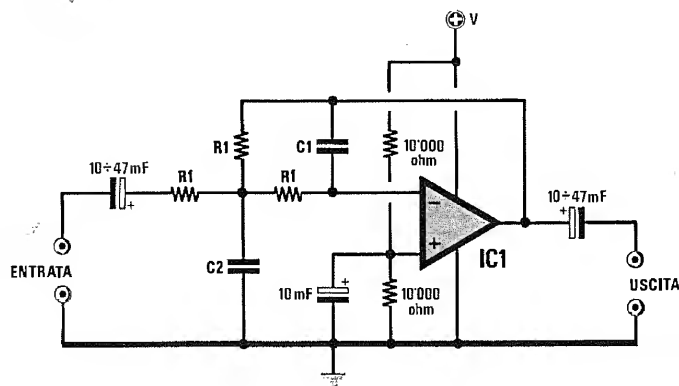



Fig.9 Filtro Passa/Basso di 2° ordine con un'attenuazione di 12 dB x ottava alimentato con una tensione duale (di lato). Se alimenterete l'operazionale con una tensione singola (sotto), dovrete inserire sull'ingresso "non invertente" due resistenze da 10.000 ohm ed aggiungere tre condensatori elettrolitici. Il segnale entra nel piedino "invertente".

Formule per Passa/Basso 2° ordine

Hz = 75.000 : ( R1 x C1 )
R1 = 75.000 : ( C1 x Hz )
C1 = 75.000 : ( R1 x Hz )
C2 = C1 x 4,5

Il valore della resistenza R1 è espresso in Kiloohm e la capacità del condensatore C1 in nanoFarad.




## Filtri Passa/Basso VCVS 2° ordine

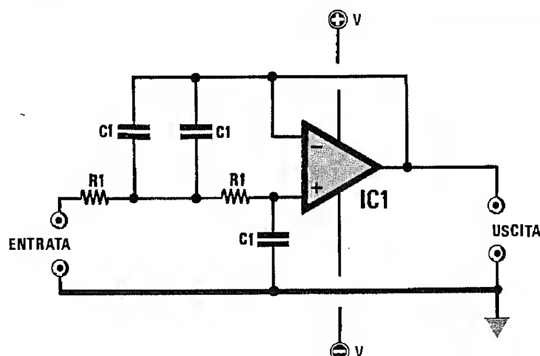
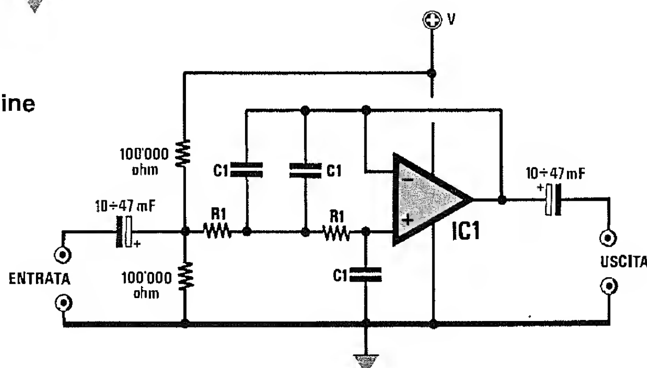



Fig.10 Filtro Passa/Basso VCVS di 2° ordine con un'attenuazione di 12 dB x ottava alimentato con una tensione duale (di lato). Se alimenterete l'operazionale con una tensione singola (sotto), dovrete inserire sull'ingresso, prima della R1, due resistenze da 100.000 ohm ed aggiungere due condensatori elettrolitici. Il segnale entra nel piedino "non invertente".

Formule per Passa/Basso VCVS 2° ordine

Hz = 112.000 : ( R1 x C1 )
R1 = 112.000 : ( C1 x Hz )
C1 = 112.000 : ( R1 x Hz )

Il valore della resistenza R1 è espresso in Kiloohm e la capacità del condensatore C1 in nanoFarad.



Per un filtro Passa/Basso di 2° ordine con un'attenuazione di **12 dB x ottava** occorrono tre resistenze e due capacità.

Anche se il filtro di fig.9 impiega un amplificatore operazionale, il suo guadagno è uguale a **1**, cioè il segnale applicato sul suo ingresso non subisce alcuna amplificazione. Dunque i volt che applicherete sull'ingresso li ritroverete sull'uscita.

Tenete presente che utilizzando un amplificatore operazionale il **massimo segnale** che potrete applicare sull'ingresso dovrà sempre essere **minore** del valore della tensione di alimentazione.

Quindi vi suggeriamo di verificare e rispettare sempre i limiti dell'operazionale prescelto.
Se, ad esempio, la tensione di alimentazione dell'operazionale impiegato è di **12 volt**, il massimo segnale che potrete applicare all'ingresso non dovrà superare gli **8 volt**.

Nelle formule riportate sotto ogni schema le capacità dei condensatori sono espresse in **nanoFarad**, i valori delle resistenze in **Kiloohm** e la frequenza di taglio in **Hz**.

Per calcolare i filtri Passa/Basso di 2° ordine occorre scegliere per **R1** un valore arbitrario e poi calcolare i valori dei due condensatori.

Tenete comunque presente che più **alto** sarà il valore di **R1**, più basse risulteranno le capacità da inserire nel filtro e viceversa.

In fig.10 sono invece riportati gli schemi elettrici dei filtri **Passa/Basso** che rientrano nella categoria del **VCVS** (**V**oltage **C**ontrolled - **V**oltage **S**ource).
In questi filtri il segnale si applica, a differenza dei precedenti, sull'ingresso **non invertente**.

Le formule per calcolare questo filtro sono diverse da quelle utilizzate per un normale filtro Passa/Basso e sono riportate nella fig.10.

Anche in questo caso però occorrerà scegliere per **R1** un valore di capacità standard.

Per dimostrare quale diversa capacità è necessario utilizzare per questi due diversi filtri, utilizzeremo gli stessi valori di resistenza per entrambi gli esempi di calcolo.

**Esempio** = Volete realizzare un filtro **Passa/Basso** di 2° ordine con una frequenza di taglio a **2.400 Hz** e scegliete per **R1** una resistenza da **15.000 ohm** pari a **15 Kiloohm**.

Con questi valori dovrete innanzitutto calcolare la capacità del condensatore **C1**:

**75.000 : ( 15 x 2.400 ) = 2,083 nanoFarad**

che equivalgono a **2.083 picoFarad**.
Ora che conoscete il valore di **C1**, potrete calcolare la capacità di **C2**:

**2,083 x 4,5 = 9,373 nanoFarad**

che equivalgono a **9.373 picoFarad**.

Poichè non troverete mai in commercio dei condensatori da **2.083** e da **9.373 pF**, potrete usare il valore standard di **2.200 pF** per **C1** e per **C2** collegare in parallelo due condensatori da 4.700 pF, così da ottenere **9.400 pF**.

A questo punto potrete calcolare la frequenza di taglio di questo filtro, che utilizza per **C1** una capacità di **2.200 pF** pari a **2,2 nanoF** e per **R1** un valore di **15 Kiloohm**:

**75.000 : ( 15 x 2,2 ) = 2.272 Hz**

Questa frequenza è ricavata da un calcolo **teorico** ed in pratica risulterà leggermente diversa a causa delle inevitabili tolleranze dei componenti.

Se desiderate un filtro con un'**esatta** frequenza di taglio, dovrete ritoccare le diverse capacità controllando con un oscilloscopio ed un Generatore di BF dove inizia a tagliare il filtro.

**Esempio** = Per realizzare un filtro **Passa/Basso VCVS** di 2° ordine con una frequenza di taglio a **2.400 Hz**, scegliete per **R1** una resistenza da **15.000 ohm** pari a **15 Kiloohm**.

Con questi valori dovrete innanzitutto calcolare la capacità del condensatore **C1**:

**112.000 : ( 15 x 2.400 ) = 3,11 nanoFarad**

che equivalgono a **3.110 picoFarad**.

Poichè questo valore non esiste in commercio, dovrete utilizzare il valore standard più prossimo a quello calcolato, che è di **3.300 pF**.

Con questo valore di capacità, che corrisponde a **3,3 nanoF**, potrete ora controllare il valore della frequenza di taglio che otterrete:

**112.000 : ( 15 x 3,3) = 2.262 Hz**

Per avvicinarsi maggiormente alla frequenza di taglio di **2.400 Hz**, potrete utilizzare per **C1** una capacità di **3,3 nanoF** ed abbassare il valore della resistenza **R1** a **14.200 ohm**, pari a **14,2 Kiloohm**, ponendo in serie ad una resistenza da 12.000 ohm un'altra resistenza da 2.200 ohm.

**112.000 : ( 14,2 x 3,3 ) = 2.390 Hz**

Considerando le inevitabili tolleranze della resistenza e dei condensatori questo valore può ritenersi accettabile.

## Filtri Passa/Alto 2° ordine

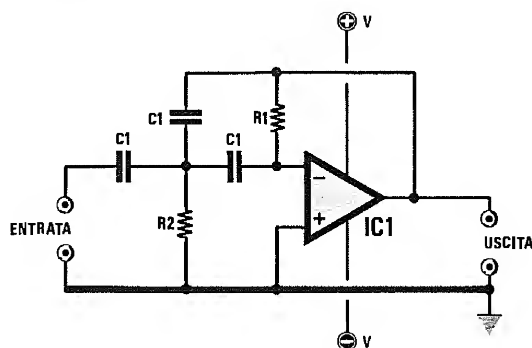
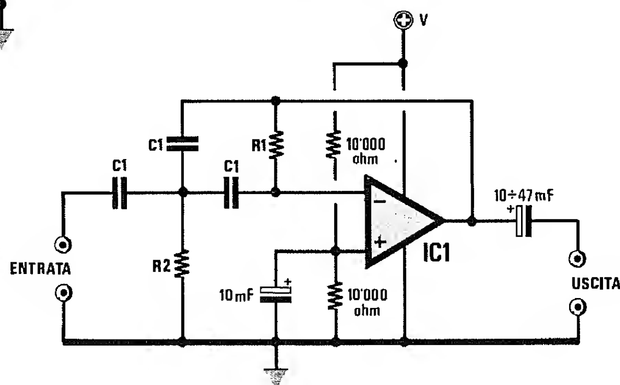



**Fig.11 Filtro Passa/Alto di 2° ordine con un'attenuazione di 12 dB x ottava alimentato con una tensione duale (di lato). Se alimenterete l'operazionale con una tensione singola (sotto), dovrete inserire sull'ingresso "non invertente" due resistenze da 10.000 ohm ed aggiungere due condensatori elettrolitici. Il segnale entra nel piedino "invertente".**




**Formule per Passa/Alto 2° ordine**

Hz = 337.000 : ( R1 x C1 )
R1 = 337.000 : ( C1 x Hz )
C1 = 337.000 : ( R1 x Hz )
R2 = R1 : 4,5

Il valore della resistenza R1 è espresso in Kiloohm e la capacità del condensatore C1 in nanoFarad.

## Filtri Passa/Alto VCVS 2° ordine

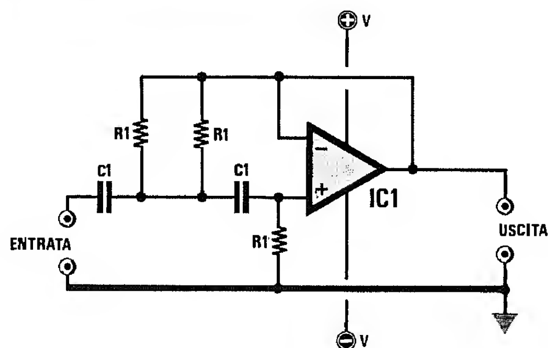
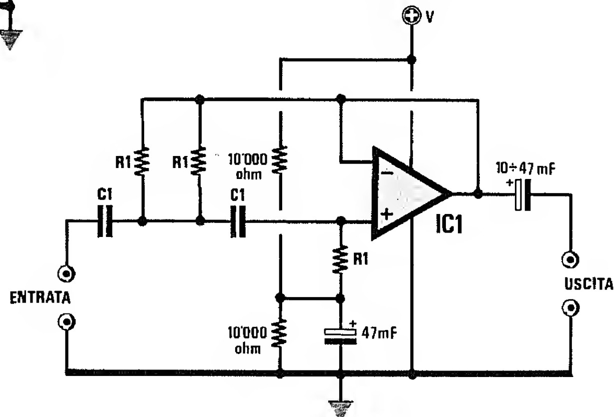



**Fig.12 Filtro Passa/Alto VCVS di 2° ordine con un'attenuazione di 12 dB x ottava alimentato con una tensione duale (di lato). Se alimenterete l'operazionale con una tensione singola (sotto), dovrete inserire sull'ingresso "non invertente" due resistenze da 10.000 ohm ed aggiungere due condensatori elettrolitici. Il segnale entra nel piedino "non invertente".**




**Formule per Passa/Alto VCVS 2° ordine**

Hz = 225.000 : ( R1 x C1 )
R1 = 225.000 : ( C1 x Hz )
C1 = 225.000 : ( R1 x Hz )

Il valore della resistenza R1 è espresso in Kiloohm e la capacità del condensatore C1 in nanoFarad.

I filtri Passa/Alto di 2° ordine che riportiamo in fig.11 rientrano nella categoria dei **filtri a reazione multipla** e richiedono tre condensatori e due resistenze.

Per questi filtri suggeriamo di scegliere un valore arbitrario per la **capacità** in quanto quello che varierà sarà il solo valore delle due resistenze presenti nel circuito.

Dovrete inoltre ricordare che più **alta** sceglierete la capacità del condensatore, minori saranno i valori ohmici delle resistenze e viceversa.

In fig.12 trovate, sempre con un'attenuazione di **12 dB x ottava**, i filtri che rientrano nella categoria dei **VCVS**.

Anche per questo tipo di filtro andrà scelto per **C1** un valore arbitrario e per farvi notare come possono variare i valori della resistenza **R1** rispetto al filtro passa/alto di fig.11, utilizzeremo negli esempi seguenti gli stessi valori per la frequenza di taglio e la capacità del condensatore.

**Esempio** = Volete calcolare un filtro **Passa/Alto** di 2° ordine con un'attenuazione di 12 dB che abbia una frequenza di taglio di **100 Hz**.

Per prima cosa dovrete consultare la **Tabella N.2**, che consiglia di utilizzare per questa frequenza una capacità compresa tra **100** e **560 nanoFarad**.

Se sceglierete per **C1** una capacità di **120 nanoF**, la resistenza **R1** dovrà risultare di:

**337.000 : ( 120 x 100 ) = 28,08 Kiloohm**

pari a **28.080 ohm**, mentre il valore di **R2** sarà di:

**28,08 : 4,5 = 6,24 Kiloohm**

pari a **6.240 ohm**.

Trattandosi di valori ohmici fuori standard, per la resistenza **R1** potrete collegare in parallelo due resistenze da **56.000 ohm**, così da ottenere un valore di **28.000 ohm**, mentre per la resistenza **R2** potrete collegare sempre in parallelo due resistenze da **12.000 ohm**, così da ottenere un valore pari a **6.000 ohm**.

A questo punto potrete calcolare con precisione la frequenza di taglio di questo filtro che utilizza per **C1** una capacità di **120 nanoF** e per **R1** un valore di **28.000 ohm**, pari a **28 Kiloohm**:

**337.000 : ( 28 x 120 ) = 100,29 Hz**

Con questi valori potete affermare di aver **centrato** in modo perfetto la frequenza di taglio desiderata.

Provate ora a calcolare per curiosità quali valori di resistenze avreste dovuto utilizzare per un filtro sempre a **100 Hz**, ma impiegando per **C1** una capacità maggiore, cioè **330 nanoFarad**.

Come prima operazione calcolerete il valore di **R1**:

**337.000 : ( 330 x 100 ) = 10,21 Kiloohm**

pari a **10.210 ohm**, che potrete tranquillamente arrotondare a **10.000 ohm**.

Poi calcolate il valore di **R2**:

**10,21 : 4,5 = 2,26 Kiloohm**

pari a **2.260 ohm**, che potrete tranquillamente arrotondare a **2.200 ohm**.

Come abbiamo detto all'inizio, avendo utilizzato una capacità più alta, i valori delle resistenze sono risultati più bassi.

Ora controllate la frequenza di taglio utilizzando per **R1** un valore di **10.000 ohm** pari a **10 Kiloohm** e per **C1** una capacità di **330 nanoF**:

**337.000 : ( 10 x 330 ) = 102,2 Hz**

Utilizzando questi valori standard otterrete ugualmente, senza bisogno di ricorrere a collegamenti in parallelo, un filtro **Passa/Alto** con una frequenza di taglio a **100 Hz**, perchè **2 Hz** sono un differenza trascurabile.

**Esempio** = Volete realizzare un filtro **Passa/Alto VCVS** di 2° ordine sempre con una frequenza di taglio a **100 Hz**. Per farvi capire come possono variare i valori della resistenza tra questo filtro e quello precedente, usate per **C1** sempre una capacità di **120 nanoF**.

Con questi valori di frequenza e capacità la resistenza risulterà di:

**225.000 : ( 120 x 100 ) = 18,75 Kiloohm**

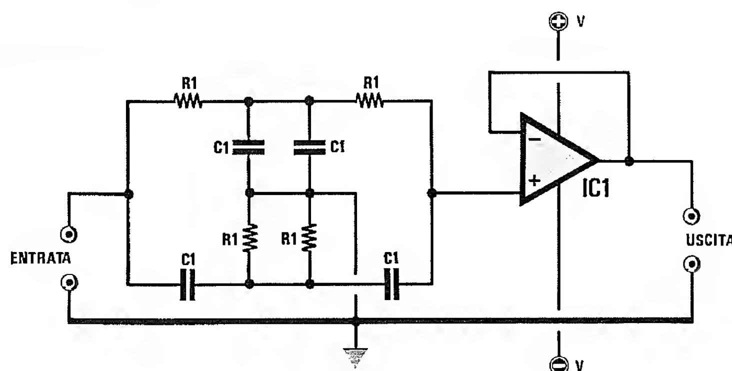
pari a **18.750 ohm**. Non essendo questo un valore standard potrete usare tranquillamente il valore più prossimo, cioè **18.000 ohm**.

Per sapere di quanto si sposterà la frequenza avendo inserito per **R1** un valore di **18 Kiloohm**, farete il seguente calcolo:

**225.000 : ( 18 x 120 ) = 104,16 Hz**

In pratica si può considerare anche questo valore ottimale, perchè i **4 Hz** rappresentano una differenza irrisoria che verrà corretta dalle tolleranze dei componenti impiegati.

## Filtri Notch a banda larga 2° ordine




**Formule per i filtri Notch**

**Hz = 159.000 : ( R1 x C1 )**
**R1 = 159.000 : ( C1 x Hz )**
**C1 = 159.000 : ( R1 x Hz )**

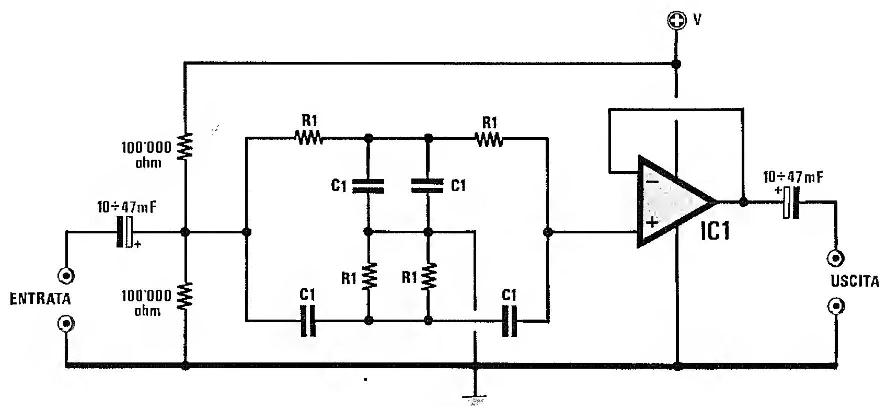



**Fig.13 Filtro Notch a banda larga alimentato con una tensione duale e con una tensione singola. Il segnale entra nel piedino "non invertente".**

**Il valore della resistenza R1 è espresso in Kiloohm e la capacità del condensatore C1 in nanoFarad.**

## FILTRI NOTCH DI 2° ORDINE

Le formule per calcolare il filtro Notch a **banda larga**, visibile in fig.13, e quelle per calcolare il filtro Notch a **banda stretta**, visibile in fig.14, sono identiche e le potrete trovare nella fig.13.

La differenza tra questi due filtri consiste nel fatto che mentre nel filtro a banda larga il segnale entra nel piedino **non invertente**, in quello a banda stretta il segnale entra nel piedino **invertente**.

Il **Q** o fattore di merito di un filtro a banda larga dipende dai valori di capacità e di resistenza che si vogliono utilizzare.
Il **Q** di un filtro a banda stretta è sempre uguale a **1**.

**Nota** = Più risulta ripida la curva di attenuazione, più alto è il fattore di merito o **Q** di un filtro.

Come per tutti gli altri filtri, anche per i filtri Notch il valore delle resistenze è espresso in **Kiloohm**, mentre la capacità dei condensatori è espressa in **nanoFarad**.

Per realizzare un filtro Notch a banda larga occorrono **4** resistenze di uguale valore e **4** condensatori anch'essi di uguale valore, mentre per un filtro Notch a banda stretta servono **8** resistenze di uguale valore e **6** condensatori anch'essi di uguale valore.

Per entrambi i filtri vi suggeriamo di scegliere arbitrariamente una capacità standard per il condensatore **C1** ed in base a questa calcolare il valore della resistenza **R1**.

Anche in questo caso la **Tabella N.2** potrà aiutarvi a scegliere la capacità idonea in rapporto alla frequenza di taglio.

**Esempio** = Per calcolare un filtro Notch a **banda larga** con una frequenza di taglio di **3.500 Hz**, la Tabella N.2 vi suggerisce di utilizzare per **C1** un valore compreso tra **2,7** e **15 nanoFarad**.

Se utilizzerete per **C1** un valore di **2,7 nanoF**, la resistenza **R1** sarà di:

**159.000 : ( 2,7 x 3.500 ) = 16,82 Kiloohm**

pari a **16.820 ohm**.
Se invece utilizzerete per **C1** una capacità più alta, ad esempio **8,2 nanoF**, la resistenza **R1** avrà un valore molto più basso:

**159.000 : ( 8,2 x 3.500 ) = 5,54 Kiloohm**

pari a **5.540 ohm**.
Poiché questo valore non è standard potrete usare una resistenza da **5.600 ohm**.
Se volete conoscere su quale frequenza di taglio risulta centrato il filtro che utilizza per **R1** un valore di **5,6 Kiloohm** e per **C1** una capacità di **8,2 nanoF**, farete:

**159.000 : ( 5,6 x 8,2 ) = 3.462 Hz**

Valore molto prossimo ai **3.500 Hz** per cui questo filtro è stato calcolato.

Ora potrete anche calcolare la **larghezza di banda a -3 dB** utilizzando la seguente formula:

**Larg. Banda = 636.000 : ( R1 x C1 )**

Quindi la larghezza di banda di sarà di:

**636.000 : ( 5,6 x 8,2 ) = 13.850 Hz**

Per conoscere il **Q** o fattore di merito, potrete invece usare questa formula:

**Q = Hz : Larg. Banda**

Il filtro Notch a banda larga avrà un **Q** di:

**3.500 : 13.850 = 0,25**

## Filtri Notch a banda stretta 2° ordine

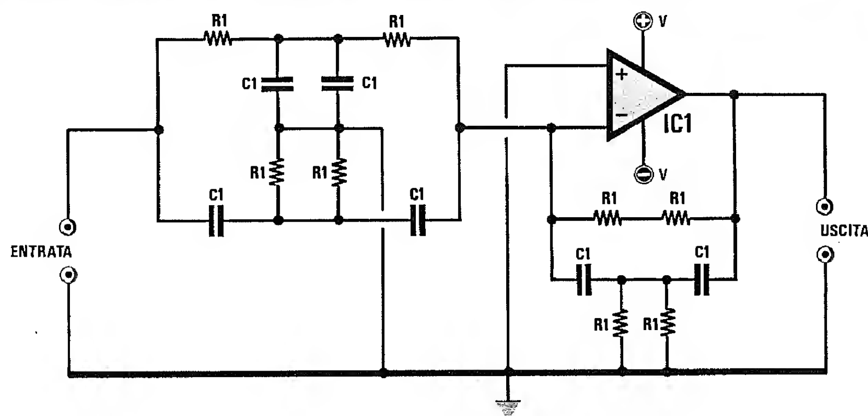
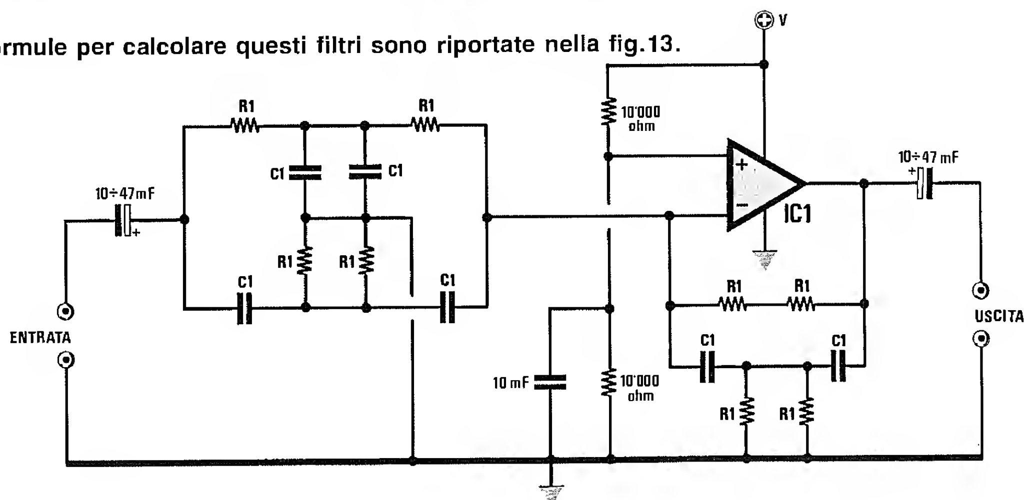



**Fig.14 Filtro Notch a banda stretta alimentato con una tensione duale (di lato) e con una tensione singola (sotto). Il segnale entra nel piedino "invertente".**

**Le formule per calcolare questi filtri sono riportate nella fig.13.**



Per ricavare le due frequenze **Low** e **High** con un'attenuazione di **-3 dB** di un filtro a **banda larga**, potrete utilizzare il numero fisso **0,24.**

Quindi avrete:

**Low = 3.462 x 0,24 = 830 Hz**
**High = 3.462 : 0,24 = 14.425 Hz**

Poichè le formule per calcolare il filtro Notch a **banda stretta** sono identiche a quelle appena utilizzate, non sarà necessario portare un esempio di calcolo per un Notch a banda stretta.

Infatti se utilizzerete per i condensatori una capacità di **8,2 nanoF** e per le resistenze un valore di **5,6 Kiloohm**, saprete già che la frequenza di taglio risulterà centrata sui **3.462 Hz**.

Ora potrete invece calcolare la **larghezza di banda** a **-3 dB** utilizzando la seguente formula:

**Larg. Banda = 159.000 : ( R1 x C1 )**

Come avrete già intuito guardando la formula, i filtri Notch a banda stretta hanno una **larghezza di banda** che è sempre identica alla frequenza di taglio per la quale sono stati calcolati e per questo motivo il loro **Q** è sempre uguale a **1**.

Per ricavare le due frequenze **Low** e **High** con un'attenuazione di **-3 dB** di un filtro a **banda stretta**, dovrete utilizzare il numero fisso **0,62.**

Quindi avrete:

**Low = 3.462 x 0,62 = 2.146 Hz**
**High = 3.462 : 0,62 = 5.583 Hz**

Pertanto se avete realizzato il filtro Nocht a **banda larga** (vedi fig.13), calcolato per tagliare i **3.462 Hz**, questo inizierà ad attenuare tutte le frequenze **inferiori** a **830 Hz** e quelle **superiori** a **14.425 Hz**.

Mentre se avete realizzato il filtro Nocht a **banda stretta** (vedi fig.14), sempre calcolato per tagliare i **3.462 Hz**, questo inizierà ad attenuare tutte le frequenza **inferiori** a **2.146 Hz** e quelle **superiori** a **5.583 Hz**.

Se vi occorre un filtro Nocht con un diverso **Q**, vi consigliamo di scegliere un filtro a **Q variabile** che, a differenza dei filtri visti finora, richiede per la sua realizzazione un **doppio** operazionale (vedi gli schemi riportati nelle figg.16-17).

## FILTRO NOTCH A Q VARIABILE

Chi volesse un filtro Notch in cui si possa regolare la **banda passante** da larga a stretta, secondo le proprie esigenze, potrà realizzare i filtri visibili nelle figg.16-17.
In alto potete osservare lo schema elettrico di un filtro Notch alimentato con tensione duale, mentre in basso è raffigurato un filtro Notch alimentato con tensione singola.

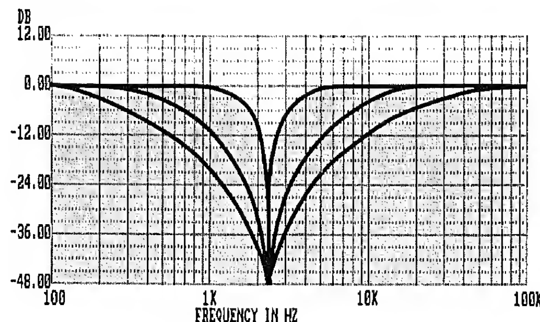
Per questo filtro è necessario utilizzare due operazionali ed un **trimmer** da **10.000 ohm** che, tarato da un estremo all'altro, vi permetterà di restringere o allargare la banda passante.

Ruotando il cursore del trimmer verso l'uscita del primo operazionale (IC1/A) **restringeremo la banda**, ruotandolo verso massa, la **allargheremo**.

Le formule per calcolare i valori delle resistenze e le capacità dei condensatori sono le stesse utilizzate per gli altri filtri Notch.



**Fig.15 Come potete vedere nel grafico disegnato di lato, un filtro a "Q variabile" vi dà la possibilità di allargare o restringere la sua banda passante semplicemente ruotando un trimmer da 10.000 ohm il cui cursore risulti collegato sul piedino "non invertente" del secondo operazionale siglato IC1/B (vedi gli schemi elettrici delle figg.16-17).**



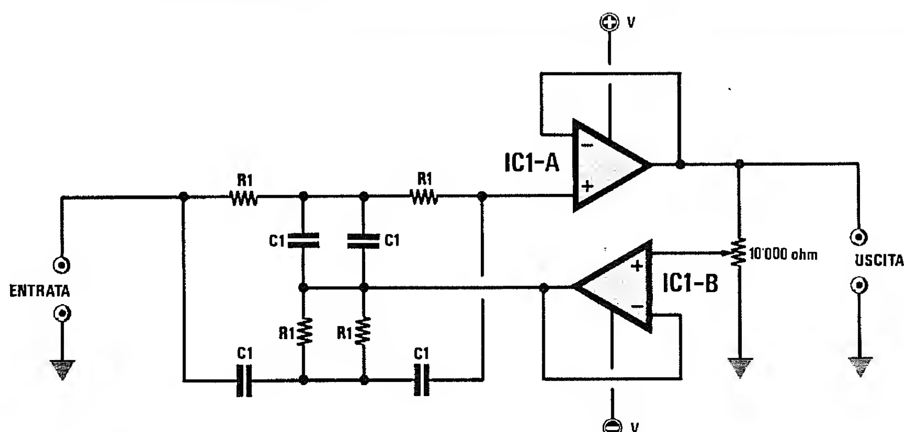



**Fig.16 Schema di un filtro Nocht a Q variabile alimentato con una tensione Duale. Ruotando il cursore del trimmer da 10.000 ohm verso l'uscita dell'integrato IC1/A, si otterrà un filtro molto selettivo, ruotandolo verso massa otterrete un filtro più largo (vedi fig.15).**

**Formule per Filtro Notch a Q variabile**

**Hz = 159.000 : ( R1 x C1 )**
**R1 = 159.000 : ( C1 x Hz )**
**C1 = 159.000 : ( R1 x Hz )**

**Il valore della resistenza R1 è espresso in Kiloohm e la capacità del condensatore C1 in nanoFarad.**

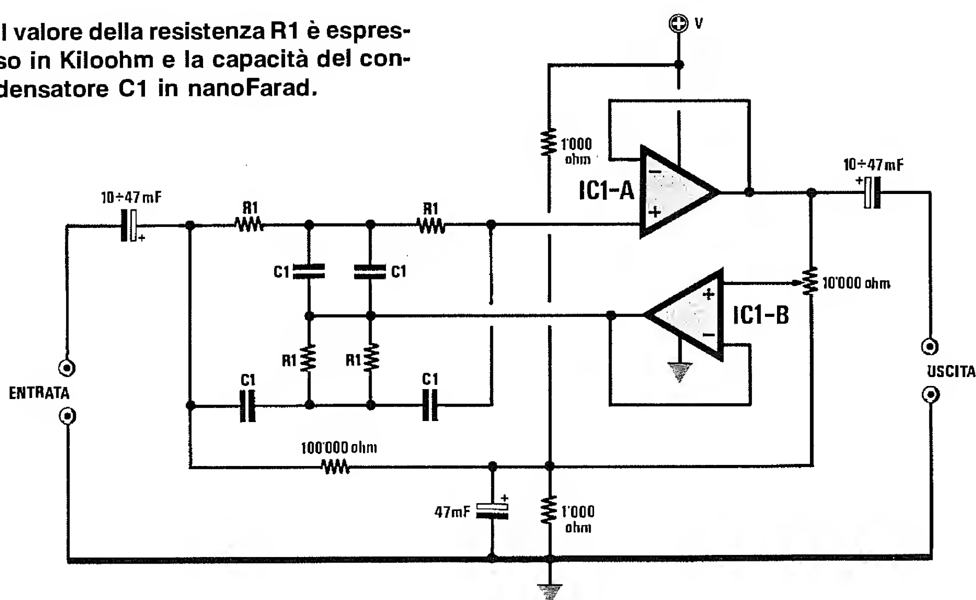



**Fig.17 Lo stesso filtro di fig.16, modificato per essere alimentato con una tensione Singola. In questo filtro occorre aggiungere tre condensatori elettrolitici e tre resistenze. I valori dei componenti sono segnalati nello schema.**

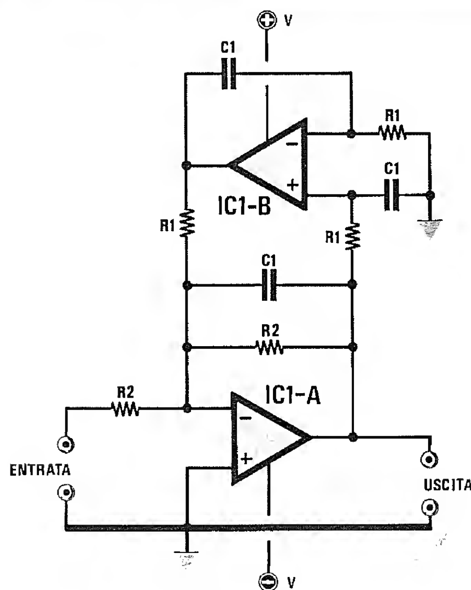
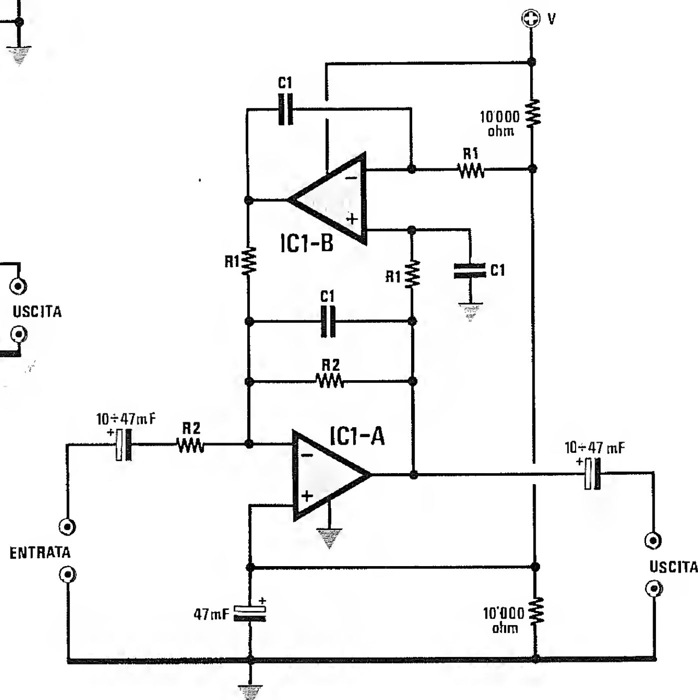



Fig.18 Usando due operazionali e collegandoli come si vede nella figura a sinistra, potrete ottenere dei filtri Passa/Banda molto stretti. Sotto lo stesso schema modificato per alimentare l'integrato con una tensione singola.




Formule per questo Filtro Passa/Banda

Hz = 159.000 : ( R1 x C1 )
R1 = 159.000 : ( C1 x Hz )
R2 = 159.000 : ( Bp x C1 )

Bp è la banda passante espressa in Hz.

**Il valore della resistenza R1 è espresso in Kiloohm e la capacità del condensatore C1 in nanoFarad.**

## FILTRI PASSA/BANDA DI 2° ORDINE



Come abbiamo già avuto modo di dire, il filtro **Passa/Banda** serve per lasciar passare assieme alla frequenza centrale anche una porzione di **bande laterali**.

Il filtro che vi presentiamo in fig.18 è a nostro avviso molto valido anche se per realizzarlo occorrono due operazionali.

Il fattore di merito o **Q** di un filtro viene modificato per i filtri Passa/Banda dal valore delle resistenze siglate **R2**:

- se il valore di queste resistenze viene **aumentato**, aumenta il **Q** e quindi si restringe la banda passante.
- se il valore di queste resistenze viene **ridotto**, si riduce il **Q** e quindi si allarga la banda passante.

Il **fattore Q** si calcola con la seguente formula:

**Q = Hz : Bp**

Perciò conoscendo la frequenza di taglio in **Hz** del filtro, potrete anche stabilire di quanti Hertz è possibile restringere o allargare il filtro usando la formula:

**Bp = Hz : Q**

Se volete un filtro **stretto**, il cui schema elettrico è visibile in fig.18, sceglierete un **Q** uguale a **12**. Se volete un filtro **largo**, sceglierete un **Q** uguale a **1**. Se invece volete un filtro con valori medi, sceglierete un **Q** compreso tra **6** e **8**.

**Esempio** = Ammesso di avere una frequenza di taglio di **3.000 Hz**, volete realizzare un filtro **stretto**, cioè con **Q** = 12.

Il filtro dovrà avere una banda passante di:

**3.000 : 12 = 250 Hz**

Se invece volete una banda passante larga cir-

ca **1.000 Hz**, per conoscere il fattore di merito del filtro dovrete utilizzare la prima formula:

**3.000 : 1.000 = 3**

Le formule necessarie per calcolare i valori ohmici delle resistenze di un filtro **Passa/Banda** sono riportate in fig.18.

**Esempio** = Volete calcolare i valori delle resistenze **R1** ed **R2** di un filtro **Passa/Banda** con una frequenza di taglio di **3.000 Hz** e con una banda passante **Bp** di **250 Hz**.

Anche per questo filtro dovrete scegliere arbitrariamente il valore delle capacità **C1**.

Per questo può aiutarvi la **Tabella N.2**, che consiglia di utilizzare per un filtro a **3.000 Hz** i valori compresi tra **2,7** e **15 nanoFarad**.

Supposto di aver scelto una capacità di **4,7 nanoF**, per prima cosa calcolerete il valore della resistenza **R1**:

**159.000 : ( 4,7 x 3.000 ) = 11,27 Kiloohm**

Ora, sapendo che volete ottenere una banda passante a **250 Hz**, potete calcolare il valore della resistenza **R2**:

**159.000 : ( 250 x 4,7 ) = 135,31 Kiloohm**

Poichè vi trovate con due valori fuori standard, utilizzerete i valori ohmici più prossimi:

**R1 = 10 Kiloohm**
**R2 = 120 Kiloohm**

Con i valori così modificati, potrete conoscere di quanto si è spostata la frequenza di taglio, utilizzando la formula visibile in fig.18:

**159.000 : ( 10 x 4,7 ) = 3.382 Hz**

Se volete avvicinarvi ai **3.000 Hz** richiesti, potrete utilizzare per **R1** due resistenze da **22.000 ohm** collegate in parallelo, così da ottenere **11.000 ohm** pari a **11 Kiloohm**.

In questo caso la frequenza di taglio risulterà di:

**159.000 : ( 11 x 4,7 ) = 3.075 Hz**

Per calcolare la banda passante potrete utilizzare la seguente formula:

**Bp = 159.000 : ( R2 x C1 )**

e quindi avrete:

**159.000 : ( 120 x 4,7 ) = 282 Hz**

**CONSIGLI**

Un filtro **Passa/Banda** si realizza principalmente per lasciare passare senza alcuna attenuazione la banda di frequenze richieste, tentando di eliminare o attenuare al massimo tutte le frequenze indesiderate.

Se volete un filtro molto efficace, la soluzione più valida che noi vi consigliamo è quella di porre in serie ad un filtro **Passa/Alto** un filtro **Passa/Basso** come si vede in fig.19.

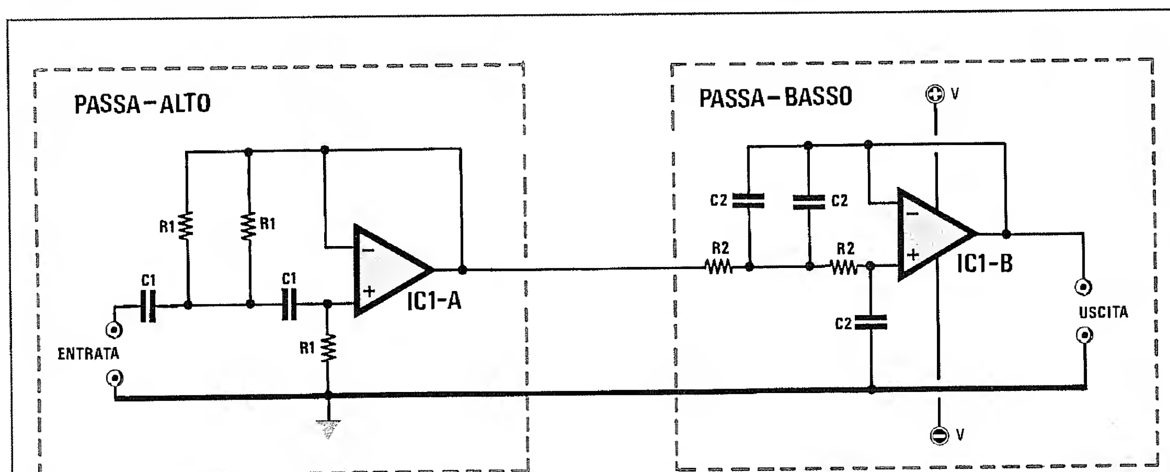



**Fig.19 Per realizzare dei filtri Passa/Banda in grado di lasciar passare senza alcuna attenuazione un'ampia gamma di frequenze, vi suggeriamo di porre in serie ad un filtro Passa/Alto un secondo filtro Passa/Basso. Il valore dei componenti dei due filtri si calcolerà con le formule che già abbiamo riportato in fig.12 ed in fig.10.**

















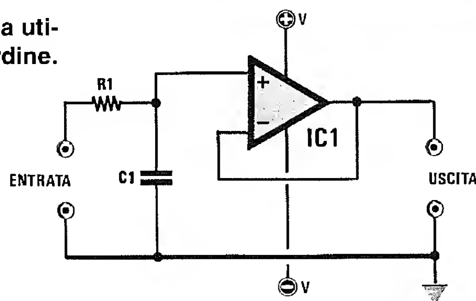




**Fig.20 Per realizzare dei filtri Passa/Basso e Passa/Alto di 3°, 5° e 7° ordine, si utilizzerà un filtro di 1° ordine (vedi figg.21-23) collegando alla sua uscita uno o più filtri di 2° ordine (vedi fig.22-24).**
**Per realizzare dei filtri Passa/Basso e Passa/Alto di 4°, 6° e 8° ordine, si porranno in serie solo dei filtri di 2° ordine.**
**Le formule per calcolare i filtri di ordine superiore si trovano nelle figg.21-24.**
**Nelle pagine seguenti troverete tutti gli schemi ed i valori delle resistenze per realizzare dei filtri di 3°, 4°, 5° e 6° ordine.**

## Filtri Passa/Basso 1° - 2° ordine

Fig.21 A destra, il filtro Passa/Basso di 1° ordine da utilizzare come primo stadio nei filtri di 3°, 5° e 7° ordine.




Formule per stadio 1° ordine

Hz = 159.000 : ( R1 x C1 )
R1 = 159.000 : ( C1 x Hz )
C1 = 159.000 : ( R1 x Hz )

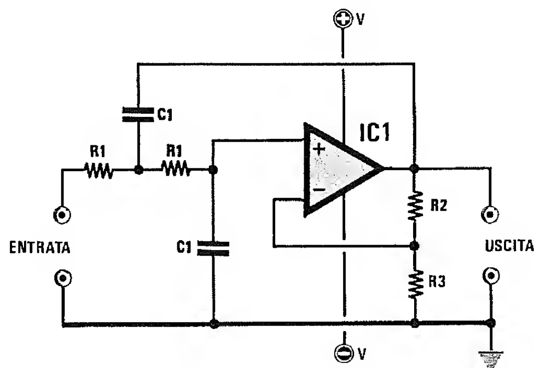



Fig.22 A sinistra, il filtro Passa/Basso di 2° ordine da utilizzare come secondo, terzo e quarto stadio nei filtri di 3°, 5° e 7° ordine o come primo, secondo, terzo e quarto stadio nei filtri di 4°, 6° e 8° ordine.

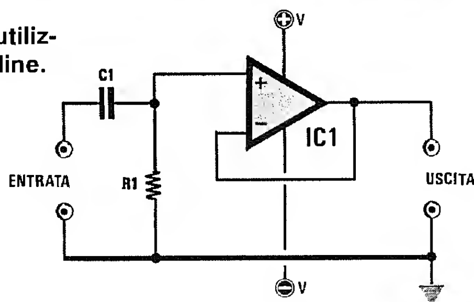
Formule per stadio 2° ordine

Hz = 159.000 : ( R1 x C1 )
R1 = 159.000 : ( C1 x Hz )
C1 = 159.000 : ( R1 x Hz )

Il valore di R1 è in Kiloohm e quello di C1 in nanoFarad. Per conoscere i valori di R2 ed R3 potrete controllare l'elenco componenti riportato in ognuno degli schemi seguenti.

## Filtri Passa/Alto 1° - 2° ordine

Fig.23 A destra, il filtro Passa/Alto di 1° ordine da utilizzare come primo stadio nei filtri di 3°, 5° e 7° ordine.




Formule per stadio 1° ordine

Hz = 159.000 : ( R1 x C1 )
R1 = 159.000 : ( C1 x Hz )
C1 = 159.000 : ( R1 x Hz )

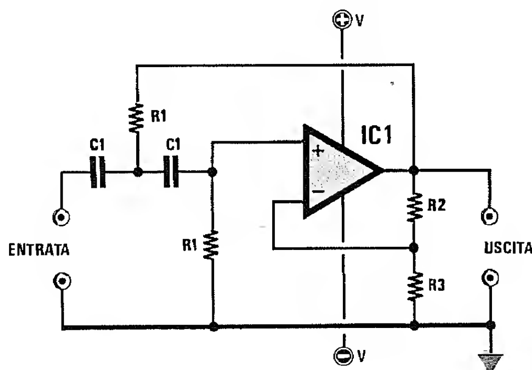



Fig.24 A sinistra, il filtro Passa/Alto di 2° ordine da utilizzare come secondo, terzo e quarto stadio nei filtri di 3°, 5° e 7° ordine o come primo, secondo, terzo e quarto stadio nei filtri di 4°, 6° e 8° ordine.

Formule per stadio 2° ordine

Hz = 159.000 : ( R1 x C1 )
R1 = 159.000 : ( C1 x Hz )
C1 = 159.000 : ( R1 x Hz )

Il valore di R1 è in Kiloohm e quello di C1 in nanoFarad. Per conoscere i valori di R2 ed R3 potrete controllare l'elenco componenti riportato in ognuno degli schemi seguenti.

## Filtro Passa/Basso 3° ordine

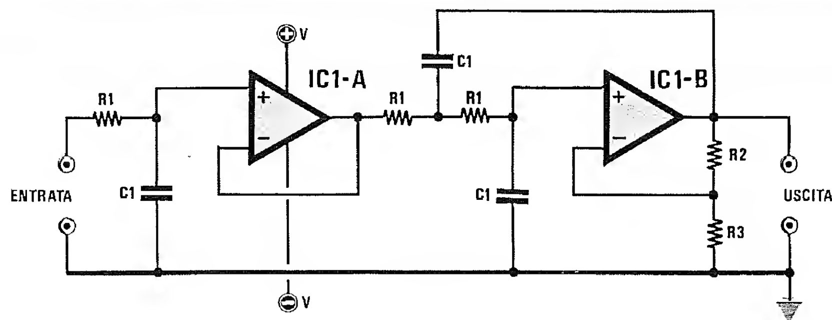



Fig.25 Per realizzare un filtro Passa/Basso di 3° ordine occorre accoppiare ad un filtro di 1° ordine (vedi IC1/A), un filtro di 2° ordine (vedi IC1/B). Questo filtro guadagna 6 dB circa, quindi il segnale applicato sull'ingresso uscirà amplificato di circa 2 volte in tensione.

Formule per Filtro Passa/Basso
di 3° ordine

Hz = 159.000 : ( R1 x C1 )
R1 = 159.000 : ( C1 x Hz )
C1 = 159.000 : ( R1 x Hz )

Elenco Componenti

R2 = 22 Kiloohm
R3 = 22 Kiloohm

Il valore della resistenza R1 è espresso in Kiloohm e la capacità del condensatore C1 in nanoFarad.

## Filtro Passa/Basso 4° ordine

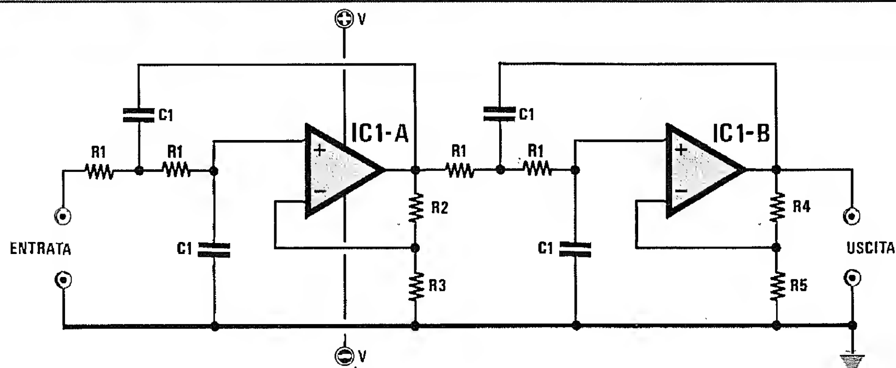



Fig.26 Per realizzare un filtro Passa/Basso di 4° ordine occorre collegare in serie due filtri di 2° ordine. Questo filtro ha un Guadagno di 8 dB circa, quindi il segnale applicato sull'ingresso uscirà dall'integrato IC1/B amplificato di circa 2,5 volte in tensione.

Formule per Filtro Passa/Basso
di 4° ordine

Hz = 159.000 : ( R1 x C1 )
R1 = 159.000 : ( C1 x Hz )
C1 = 159.000 : ( R1 x Hz )

Elenco Componenti

R2 = 3.300 ohm
R3 = 22.000 ohm
R4 = 27.000 ohm
R5 = 22.000 ohm

Il valore della resistenza R1 è espresso in Kiloohm e la capacità del condensatore C1 in nanoFarad.

## Filtro Passa/Alto 3° ordine

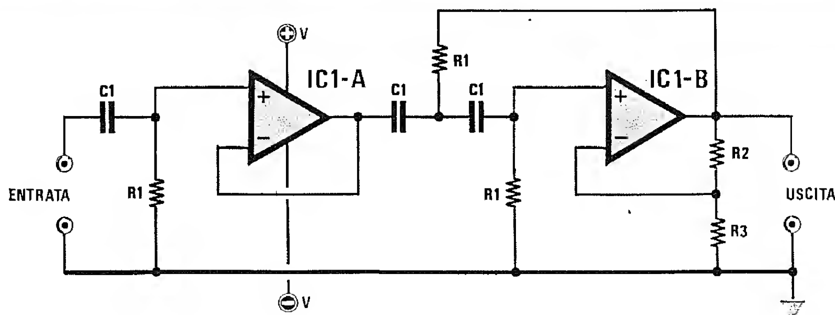



**Fig.27 Per realizzare un filtro Passa/Alto di 3° ordine occorre accoppiare ad un filtro di 1° ordine (vedi IC1/A), un filtro di 2° ordine (vedi IC1/B). Questo filtro guadagna 6 dB circa, quindi il segnale applicato sull'ingresso uscirà amplificato di circa 2 volte in tensione.**

Formule per Filtro Passa/Alto
di 3° ordine

Hz = 159.000 : ( R1 x C1 )
R1 = 159.000 : ( C1 x Hz )
C1 = 159.000 : ( R1 x Hz )

Elenco Componenti

R2 = 22 Kiloohm
R3 = 22 Kiloohm

**Il valore della resistenza R1 è espresso in Kiloohm e la capacità del condensatore C1 in nanoFarad.**

## Filtro Passa/Alto 4° ordine

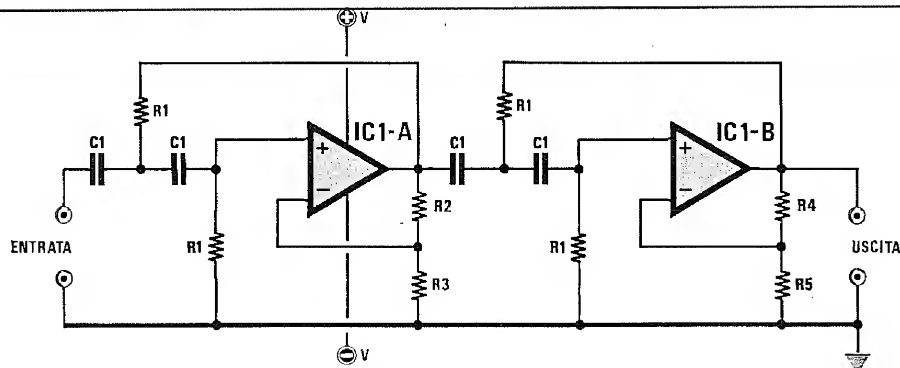



**Fig.28 Per realizzare un filtro Passa/Alto di 4° ordine occorre collegare in serie due filtri di 2° ordine. Questo filtro ha un Guadagno di 8 dB circa, quindi il segnale applicato sull'ingresso uscirà dall'integrato IC1/B amplificato di circa 2,5 volte in tensione.**

Formule per Filtro Passa/Alto
di 4° ordine

Hz = 159.000 : ( R1 x C1 )
R1 = 159.000 : ( C1 x Hz )
C1 = 159.000 : ( R1 x Hz )

Elenco Componenti

R2 = 3.300 ohm
R3 = 22.000 ohm
R4 = 27.000 ohm
R5 = 22.000 ohm

**Il valore della resistenza R1 è espresso in Kiloohm e la capacità del condensatore C1 in nanoFarad.**

## Filtro Passa/Basso 5° ordine

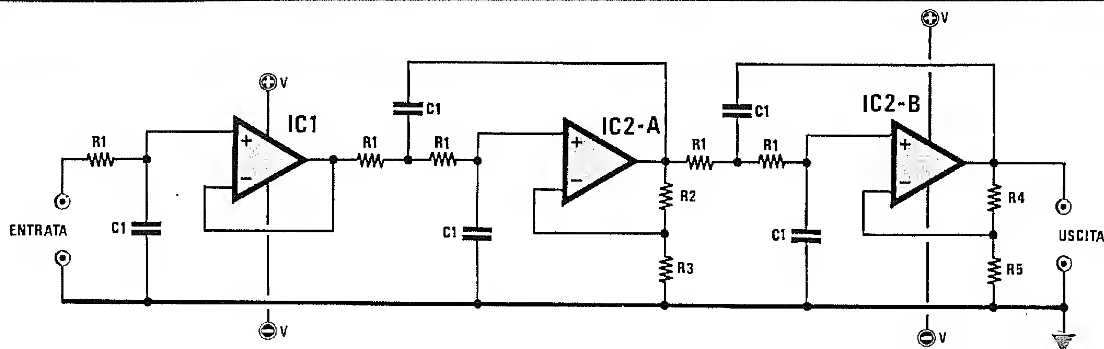



Fig.29 Per realizzare un filtro Passa/Basso di 5° ordine occorre collegare in serie un filtro di 1° ordine e due filtri di 2° ordine. Questo filtro ha un Guadagno di 10 dB circa, quindi il segnale applicato sull'ingresso uscirà amplificato di circa 3 volte in tensione.

Formule per Passa/Basso
di 5° ordine

Hz = 159.000 : ( R1 x C1 )
R1 = 159.000 : ( C1 x Hz )
C1 = 159.000 : ( R1 x Hz )

Elenco Componenti

R2 = 6.800 ohm
R3 = 18.000 ohm
R4 = 8.200 ohm
R5 = 6.800 ohm

Il valore della resistenza R1 è espresso in Kiloohm e la capacità del condensatore C1 in nanoFarad.

## Filtro Passa/Basso 6° ordine

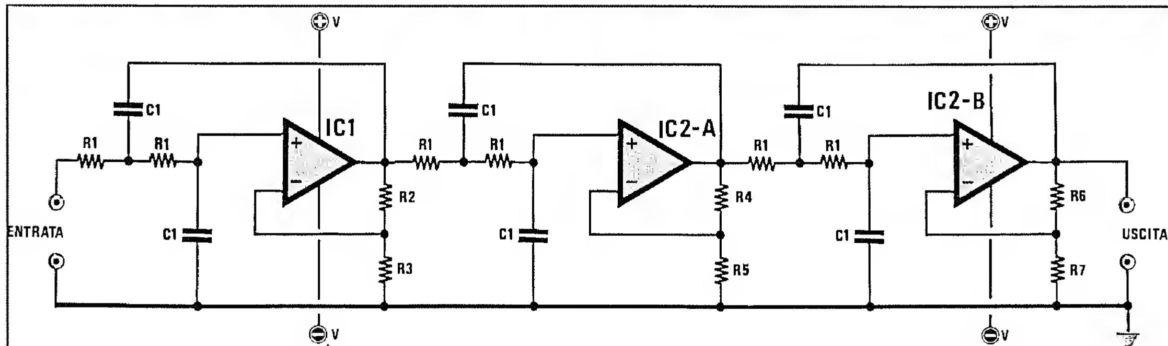



Fig.30 Per realizzare un filtro Passa/Basso di 6° ordine occorre collegare in serie tre filtri di 2° ordine. Questo filtro ha un Guadagno di 12 dB circa, quindi il segnale applicato sull'ingresso uscirà dall'integrato IC1/B amplificato di circa 4 volte in tensione.

Formule per Passa/Basso
di 6° ordine

Hz = 159.000 : ( R1 x C1 )
R1 = 159.000 : ( C1 x Hz )
C1 = 159.000 : ( R1 x Hz )

R2 = 1.800 ohm
R3 = 27.000 ohm
R4 = 10.000 ohm
R5 = 18.000 ohm
R6 = 22.000 ohm
R7 = 15.000 ohm

Il valore della resistenza R1 è espresso in Kiloohm e la capacità del condensatore C1 in nanoFarad.

## Filtro Passa/Alto 5° ordine

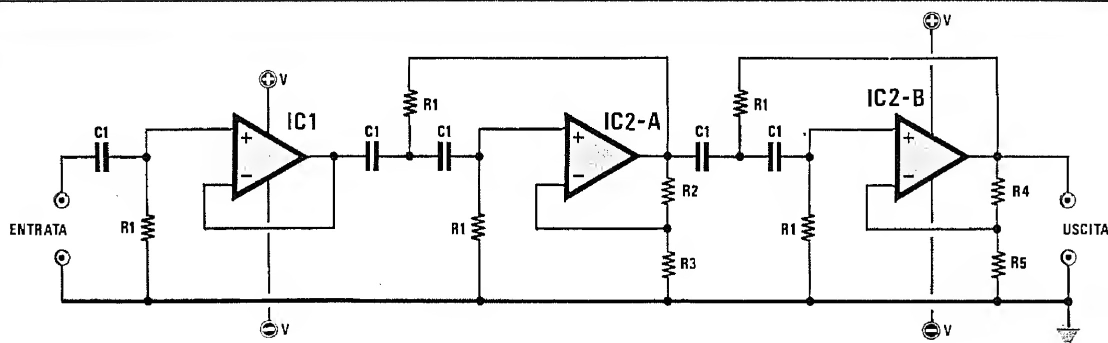



Fig.31 Per realizzare un filtro Passa/Alto di 5° ordine occorre collegare in serie un filtro di 1° ordine e due filtri di 2° ordine. Questo filtro ha un Guadagno di 10 dB circa, quindi il segnale applicato sull'ingresso uscirà amplificato di circa 3 volte in tensione.

**Formule per Passa/Alto di 5° ordine**

Hz = 159.000 : ( R1 x C1 )
R1 = 159.000 : ( C1 x Hz )
C1 = 159.000 : ( R1 x Hz )

**Elenco Componenti**

R2 = 6.800 ohm
R3 = 18.000 ohm
R4 = 8.200 ohm
R5 = 6.800 ohm

Il valore della resistenza R1 è espresso in Kiloohm e la capacità del condensatore C1 in nanoFarad.

## Filtro Passa/Alto 6° ordine

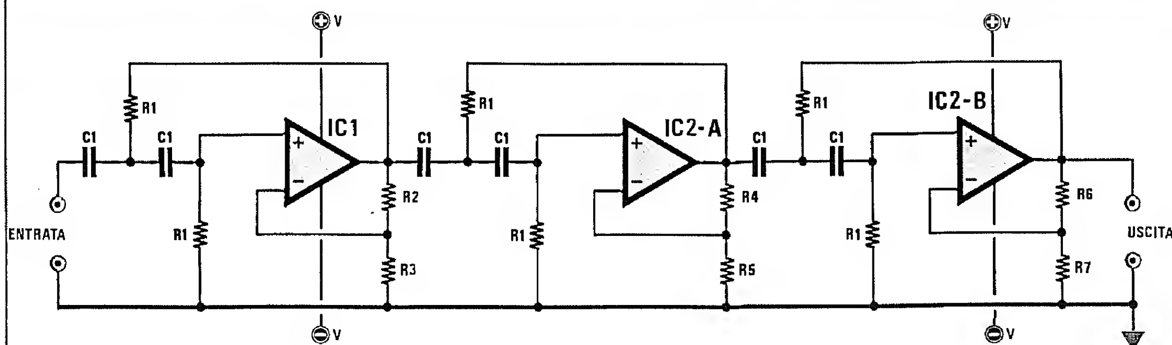



Fig.32 Per realizzare un filtro Passa/Alto di 6° ordine occorre collegare in serie tre filtri di 2° ordine. Questo filtro ha un Guadagno di 12 dB circa, quindi il segnale applicato sull'ingresso uscirà dall'integrato IC1/B amplificato di circa 4 volte in tensione.

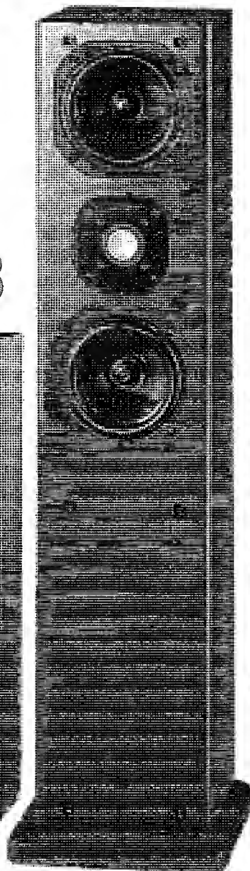
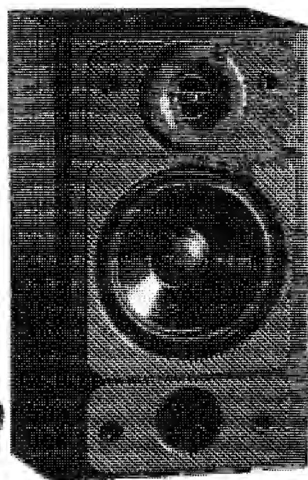
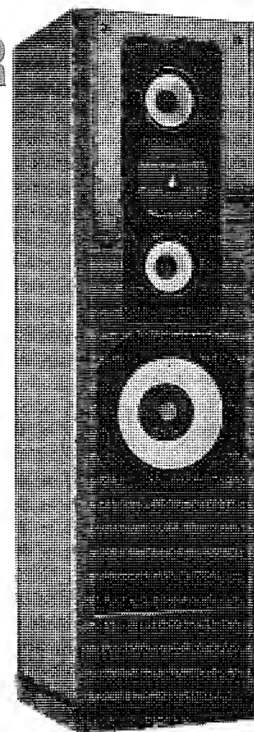
**Formule per Passa/Alto di 6° ordine**

Hz = 159.000 : ( R1 x C1 )
R1 = 159.000 : ( C1 x Hz )
C1 = 159.000 : ( R1 x Hz )

R2 = 1.800 ohm
R3 = 27.000 ohm
R4 = 10.000 ohm
R5 = 18.000 ohm
R6 = 22.000 ohm
R7 = 15.000 ohm

Il valore della resistenza R1 è espresso in Kiloohm e la capacità del condensatore C1 in nanoFarad.

# FILTRI CROSS-OVER 12-18 dB per OTTAVA

## A COSA SERVE UN FILTRO CROSS-OVER

Come saprete la gamma di frequenza riprodotta da un buon impianto Hi-Fi è piuttosto ampia, perchè partendo da un minimo di **20 Hz** può raggiungere e oltrepassare i **20.000 Hz**.

Tutte queste frequenze vengono poi trasferite agli altoparlanti che hanno il compito di **trasformarle** in vibrazioni **sonore**.

In pratica un **solo** altoparlante non riuscirà **mai** a riprodurre fedelmente tutte le frequenze interessate, cioè dai **Bassi** agli **Acuti**.

Infatti se sceglieremo un solo altoparlante con un **cono** di ampie dimensioni, avremo una fedele riproduzione delle frequenze **medio-basse** ed una carenza delle frequenze acute, utilizzando invece un altoparlante con **cono** di piccole dimensioni, avremo una fedele riproduzione delle frequenze **medio-acute** ed una carenza delle basse.

Se poi sceglieremo un altoparlante dotato di un **cono** di medie dimensioni, non riusciremo a riprodurre fedelmente nè le note **basse** nè le note **acute**.

Per ottenere una fedele riproduzione di tutta la gamma delle frequenze acustiche, la soluzione ideale sarebbe quella di usare più altoparlanti con diametri diversi, cercando di far giungere all'altoparlante di ampie dimensioni le sole frequenze dei **medi-bassi** e all'altoparlante di piccole dimensioni le sole frequenze dei **medi-acuti**.

Il filtro Cross-Over, collegato tra l'uscita dell'amplificatore e i diversi altoparlanti, svolge questa precisa funzione, cioè separare le frequenze **basse** dalle **acute** per inviarle ai soli altoparlanti in grado di riprodurle.

## FILTRI a 2 VIE o a 3 VIE

La scelta di un filtro a 2 vie o a 3 vie dipende unicamente dal numero di altoparlanti presenti nella cassa.

Un Cross-Over a **2 Vie** si usa principalmente quando si dispone di un altoparlante ( Woofer ) idoneo a riprodurre tutte le frequenze comprese tra i **20** e i **2.000 Hz** circa ed un altoparlante ( Tweeter ) in grado di riprodurre fedelmente tutte le frequenze comprese tra i **1.000** ed i **20.000 Hz**.

Un Cross-Over a **3 Vie** viene scelto quando si dispone di un Woofer idoneo a riprodurre tutte le frequenze dai **20** ai **1.000 Hz**, di un Mid-Range in grado di riprodurre fedelmente tutte le frequenze intermedie, dai **300** ai **6.000 Hz**, e di un Tweeter in grado di riprodurre tutti gli acuti compresi nella gamma dai **3.000** ai **20.000 Hz**.

I filtri a **12 dB/ottava** risultano più economici perchè richiedeno un numero minore di induttanze e condensatori.

I filtri a **18 dB/ottava** sono ovviamente più costosi perchè richiedono più induttanze e capacità superiori, ma i risultati sono notevolmente migliori rispetto a quelli da 12 dB.

## LA FREQUENZA di TAGLIO

In un Cross-Over sono sempre presenti dei filtri **passa/basso** e dei filtri **passa/alto**.

Il filtro **passa/basso** viene utilizzato per convogliare sull'altoparlante dei **BASSI** tutte le frequenze comprese tra i **20 Hz** fino alla sua frequenza di **taglio**, il filtro **passa/alto** per convogliare sul **Tweeter** tutte le frequenze superiori alla sua frequenza di **taglio**.

I due filtri devono essere calcolati in modo da avere la stessa frequenza di taglio, ossia laddove il filtro passa/basso inizia ad attenuare le frequenze **alte**, il filtro passa/alto deve iniziare a farle passare.

La frequenza di taglio viene detta anche frequenza "d'incrocio", perchè le due curve ( quella del filtro passa/basso e quella del passa/alto ) si **incrociano** ( vedi fig.1 ).

Se abbiamo un filtro Cross-Over con frequenza di taglio a **2.000 Hz**, al Woofer arriveranno tutte le frequenze da **0** a **2.000 Hz**, mentre al Tweeter arriveranno tutte le frequenze superiori ai **2.000 Hz**.

Solo nei filtri a 3 vie è presente, oltre ai filtri **passa/basso** ( per il Woofer ) e **passa/alto** ( per il Tweeter ), anche un filtro **passa/banda** ( per il Mid-Range ) che lascia passare le sole frequenze dei **medi**.

Nei Cross-Over a 3 vie vi sono **due** frequenze d'incrocio.

Il **passa/basso** viene normalmente calcolato sui **500 Hz**, il **passa/banda** per la gamma dai **500** ai **4.000 Hz** ed il **passa/alto** per una frequenza di taglio sui **4.000 Hz** ( vedi fig.2 ).

## ATTENUAZIONE sulla "F" d'INCROCIO

Guardando le figg.1 e 2 noterete che per tutti i filtri, siano essi a 2 o 3 vie, la frequenza d'**incrocio** subisce un'attenuazione di **3 dB**.

Questo potrebbe erroneamente lasciar supporre che la frequenza di taglio subisca un'attenuazione, cioè giunga sugli altoparlanti con minore potenza.

Infatti un'attenuazione di **3 dB** corrisponderebbe in pratica ad una diminuzione di potenza pari al 50%.

Come è possibile dedurre dalla **Tabella N.1**, un'attenuazione di 3 dB corrisponde ad un'attenuazione in potenza di **1,995**.

Pertanto collegando un filtro a 2 vie con frequenza di taglio a **2.000 Hz** ad un amplificatore che eroghi 60 watt, sull'altoparlante dei Bassi questa frequenza giungerà con soli :

**60 : 1,995 = 30 watt**

In effetti questo altoparlante riprodurrà questa frequenza con soli **30 watt**.

Non dovete però dimenticare che anche il filtro **passa/alto** lascierà passare verso il Tweeter questa stessa frequenza con un'attenuazione di **3 dB**, quindi questo secondo altoparlante riprodurrà **i 2.000 Hz** con altri **30 watt**.

Sommando i 30 watt del Woofer ai 30 watt del Tweeter otterremo nuovamente una potenza totale di **30 + 30 = 60 watt**.

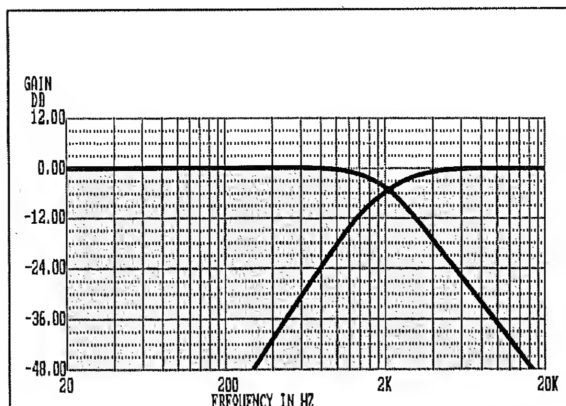



**Fig.1 Il filtro Cross-Over a 2 VIE con frequenza di taglio a 2.000 Hz si usa principalmente quando si dispone di un Woofer in grado di riprodurre tutte le frequenze da 0 a 2.000 Hz e di un Tweeter in grado di riprodurre tutte le frequenze superiori ai 2.000 Hz.**

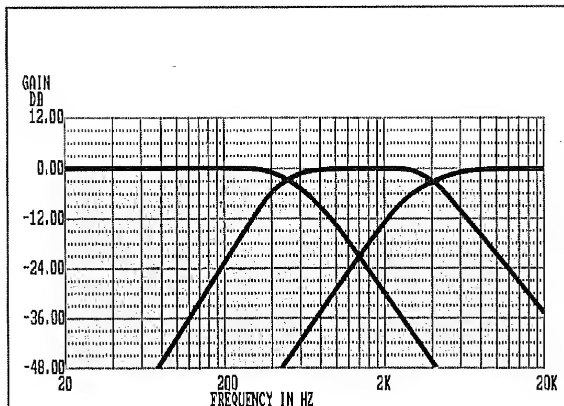



**Fig.2 Il filtro Cross-Over a 3 VIE dispone di due frequenze di taglio, una calcolata a 500 Hz e l'altra a 4.000 Hz. Questo filtro si usa quando si dispone di un ottimo Woofer per i bassi, di un Mid-Range per i medi e di un Tweeter per riprodurre gli acuti.**

## IMPEDENZA d'INGRESSO e d'USCITA

L'ultimo parametro da rispettare nei calcoli di un filtro Cross-Over è l'**impedenza** d'ingresso e d'uscita.

Per farvi comprendere come un filtro calcolato per un carico di **8 ohm** non possa servire per altoparlanti da **4 ohm** o viceversa, vi portiamo un semplice esempio che consiste nel considerare un amplificatore come un **trasformatore**, provvisto di un secondario idoneo per alimentare una **resistenza** il cui valore ohmico può risultare di **4** o **8 ohm**.

Se abbiamo un trasformatore da 60 watt e desideriamo alimentare una resistenza da **4 ohm**, il suo secondario dovrà erogare una ben precisa **corrente** e **tensione** :

**ampere = $\sqrt{(\text{watt} : \text{ohm})}$**
**volt = watt : ampere**

vale a dire :

**$\sqrt{(60 : 4)}$ = 3,87 ampere**
**60 : 3,87 = 15,5 volt**

Se invece desideriamo alimentare la resistenza da **8 ohm**, otterremo valori di corrente e di tensione ben diversi :

**$\sqrt{(60 : 8)}$ = 2,74 ampere**
**60 : 2,74 = 21,9 volt**

Se tra l'uscita di questo trasformatore e la resistenza di carico colleghiamo un **secondo trasformatore** ( vedi figg.3 e 4 ), che in questo caso potremmo identificare con il nostro **filtro Cross-Over**, è ovvio che quest'ultimo dovrà essere calcolato in modo che il suo **primario** risulti atto ad accettare la corrente e la tensione erogate dall'amplificatore ed il suo **secondario** atto a fornire all'uscita la stessa corrente e tensione.

Se applichiamo sull'uscita di un filtro a 4 ohm un altoparlante da 8 ohm, otterremo **più** tensione del richiesto, se invece colleghiamo sull'uscita di un filtro da 8 ohm un altoparlante da 4 ohm, avremo una tensione minore, ma una **maggiore** corrente, quindi in uscita non riusciremo ad ottenere le medesime prestazioni.

Poichè i valori delle induttanze e delle capacità

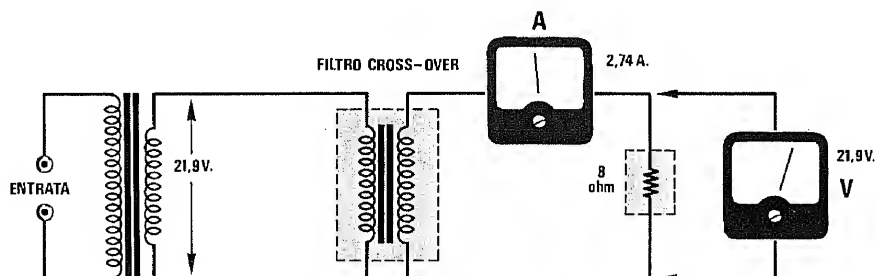



**Fig.3 Un filtro Cross-Over va calcolato in modo da presentare sia in uscita sia in entrata la stessa impedenza. In pratica possiamo considerare il filtro Cross-Over come un trasformatore interposto tra l'uscita e gli altoparlanti.**



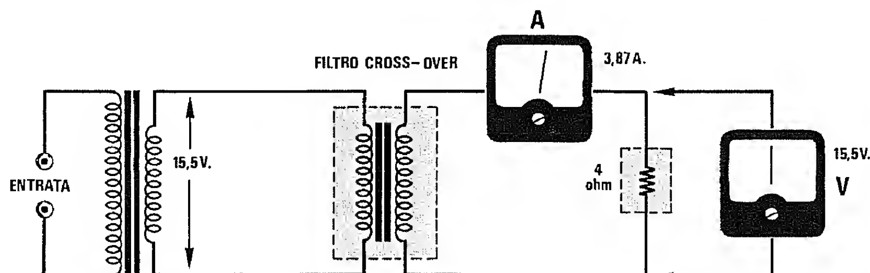



**Fig.4 Per dissipare 60 Watt su un carico da 8 ohm (vedi fig.3) occorre una tensione di 21,9 volt ed una corrente di 2,74 ampere; per dissipare la stessa potenza su un carico di 4 ohm occorre una tensione di 15,5 volt ed una corrente di 3,87 ampere.**

sono calcolati per ottenere una ben determinata **frequenza d'incrocio** per un preciso valore d'impedenza, se quest'ultimo viene modificato otterremo un filtro che non esplicherà come dovuto la funzione per il quale è stato progettato.

## FORMULE PER I CALCOLI

Sarà bene precisare anzitutto che le impedenze da usare per questi filtri debbono essere necessariamente **avvolte in aria**, quindi non usate mai impedenze con nuclei in ferrite o lamierini, perchè anche se in questo modo riuscite ad ottenere impedenze di dimensioni più ridotte e con lo stesso valore in **milliHenry**, queste purtroppo si saturano e, deformando la forma d'onda, introducono una notevole distorsione.

Per i condensatori invece vi consigliamo, quando è possibile, di usare sempre dei **poliesteri**, che oltre ad avere una tolleranza più che accettabile, non modificano nel tempo le loro capacità.

Solo quando sono richieste capacità molto elevate, si dovrà necessariamente passare ai condensatori **elettrolitici** che, per questi filtri, debbono risultare del tipo **non polarizzato**, con bassa tolleranza e di ottima qualità.

Poichè gli elettrolitici **non polarizzati** sono difficilmente reperibili, molti consigliano di usare due condensatori in serie, di capacità doppia, collegando il **terminale negativo** del primo condensatore al **terminale negativo** del secondo condensatore ( o viceversa ) per ottenere un **condensatore non polarizzato**.

Questa soluzione non è certo la migliore perchè, come abbiamo più volte accennato, i comuni **elettrolitici** hanno delle tolleranze che possono raggiungere e superare anche il **40%** della capacità riportata sull'involucro.

Perciò se vi occoresse una capacità da **50 microfarad**, collegando in serie due comuni condensatori da **100 microfarad** difficilmente otterreste il valore richiesto.

Se avete un capacimetro ed ai suoi capi applicate due condensatori da **100 microfarad**, non meravigliatevi se uno misura **60 microfarad** e l'altro **80 microfarad**, conseguentemente se li collegate in serie, otterrete un condensatore **non polarizzato** da **34,29 microfarad**, cioè una capacità molto diversa da quella richiesta.

Un altro difetto che presentano i normali condensatori elettrolitici è quello di modificare nel tempo la propria capacità, perchè l'elettrolita contenuto al loro interno tende ad essiccarsi.

Inoltre se questi condensatori sono rimasti molto tempo in magazzino, può verificarsi il caso inverso, cioè che **si rigenerino** nel tempo, vale a dire che la capacità di un condensatore da **100 microfarad**, che alla prima misurazione risultava pari a 60 microfarad, dopo poche ore di funzionamento salga a 80-90 microfarad.

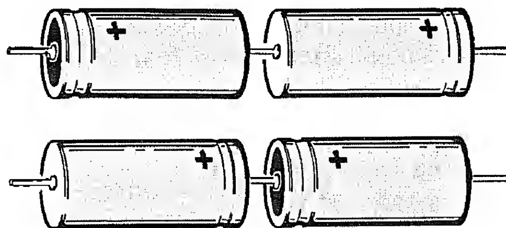


**Fig.5 Per ottenere condensatori non polarizzati vi suggeriamo di utilizzare due condensatori collegando in serie i terminali negativi o positivi.**

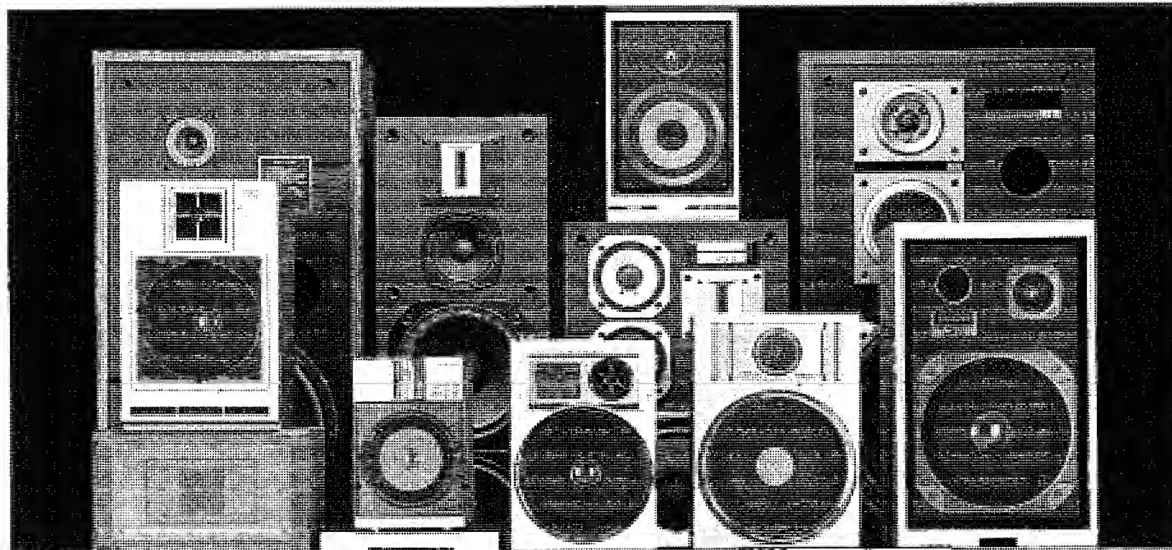
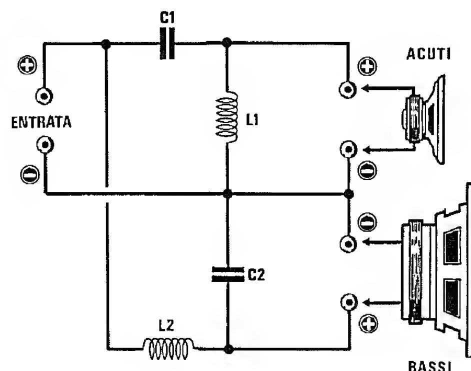


**Fig.6 Schema elettrico di un filtro Cross-Over a 2 VIE da 12 dB per ottava.**
**Le formule per calcolare tale filtro sono :**

**Passa/Alto**
**L1 = ( 159 x ohm ) : Hz**
**C1 = 99.500 : ( ohm x Hz )**
**Hz = 3.980 : $\sqrt{L1 \times C1}$**

**Passa/Basso**
**L2 = ( 255 x ohm ) : Hz**
**C2 = 159.200 : ( ohm x Hz )**
**Hz = 6.370 : $\sqrt{L2 \times C2}$**




## FILTRO 2 VIE da 12 dB per OTTAVA

Un filtro a 2 vie è composto da un filtro **passa/basso** ed un filtro **passa/alto** ( vedi fig.6 ).

Per calcolare le **induttanze** e le **capacità** di tale filtro potremo utilizzare queste formule :

**Passa/Alto**
**L1 = ( 159 x ohm ) : Hz**
**C1 = 99.500 : ( ohm x Hz )**
**Hz = 3.980 : $\sqrt{L1 \times C1}$**

**Passa/Basso**
**L2 = ( 255 x ohm ) : Hz**
**C2 = 159.200 : ( ohm x Hz )**
**Hz = 6.370 : $\sqrt{L2 \times C2}$**

**Nota** = Il significato delle lettere utilizzate in tali formule è il seguente :
**L** induttanza in milliHenry
**C** capacità in microfarad
**Hz** frequenza di incrocio

**Esempio** = Calcolare il valore delle induttanze e delle capacità per un filtro Cross-Over a **2 vie 12 dB/ottava** con frequenza di taglio a **2.000 Hz** per una cassa acustica da **8 ohm.**

Come prima operazione calcoleremo l'induttanza della bobina **L1** del **passa/alto** utilizzando la formula :

**L1 = ( 159 x ohm ) : Hz**
**L1 = ( 159 x 8 ) : 2.000 = 0,636 mH**

Poi calcoleremo la capacità del condensatore **C1** del passa/alto usando la formula :

**C1 = 99.500 : ( ohm x Hz )**
**C1 = 99.500 : ( 8 x 2.000 ) = 6,218 microF**

Se nel filtro passa/alto inseriremo dei valori di induttanza e di capacità standard, come ad esempio **0,65 mH** e **6 microF** ( due condensatori in parallelo da 2,7 + 3,3 microF ), potremo conoscere l'esatta frequenza di taglio usando la formula :

**Hz = 3.980 : $\sqrt{C1 \times L1}$**
**3.980 : $\sqrt{6 \times 0,65}$ = 2.016 Hz**

Poichè la tolleranza è minore di un **10%** possiamo considerare questi valori ottimali.

A questo punto potremo calcolare l'induttanza della bobina **L2** del **passa/basso** utilizzando la formula :

**L2 = ( 255 x ohm ) : Hz**
**L2 = ( 255 x 8 ) : 2.000 = 1,02 mH**

Poi la capacità del condensatore **C2** del **passa/basso** usando la formula :

**C2 = 159.200 : ( ohm x Hz )**
**C2 = 159.200 : ( 8 x 2.000 ) = 9,95 microF**

Se nel filtro **passa/basso** inseriremo dei valori di induttanza e di capacità standard, come ad esempio **1 mH** e **10 microF**, potremo conoscere l'esatta frequenza di taglio usando la formula :

**Hz = 6.370 : $\sqrt{C2 \times L2}$**
**6.370 : $\sqrt{10 \times 1}$ = 2.014 Hz**

Anche in questo caso, rimanendo entro una tolleranza del **10%**, possiamo considerare questi due valori accettabili.

## FILTRO 2 VIE da 18 dB per OTTAVA

Un filtro a **18 dB per ottava** risulta leggermente più complesso, perchè sul filtro **passa/basso** occorre utilizzare due induttanze e sul filtro **passa/alto** due condensatori ( vedi fig.7 ).

Le formule a cui dovremmo ricorrere in questo caso sono le seguenti :

**Passa/Alto**
**L1 = ( 79,60 x ohm ) : Hz**
**C1 = 99.500 : ( ohm x Hz )**
**C2 = 1,6 x C1**
**Hz = 2.820 : $\sqrt{C1 \times L1}$**

**Passa/Basso**
**L2 = ( 255 x ohm ) : Hz**
**L3 = 0,625 x L2**
**C3 = 3,2 x C1**
**Hz = 9.010 : $\sqrt{C3 \times L2}$**

**Nota** = Il significato delle lettere utilizzate in tali formule è il seguente :
**L** induttanza in milliHenry
**C** capacità in microfarad
**Hz** frequenza di incrocio

**Esempio** = Calcolare il valore delle induttanze e delle capacità per un filtro Cross-Over a **2 vie 18 dB/ottava** con frequenza di taglio a **2.000 Hz** per una cassa acustica da **4 ohm.**

Come prima operazione calcoleremo l'induttanza della bobina **L1** del **passa/alto** utilizzando la formula :

**L1 = ( 79,60 x ohm ) : Hz**
**L1 = ( 79,60 x 4 ) : 2.000 = 0,159 mH**

Poi calcoleremo le capacità dei due condensatori del **passa/alto** usando le formule :

**C1 = 99.500 : ( ohm x Hz )**
**C1 = 99.500 : ( 4 x 2.000 ) = 12,437 microF**

**C2 = 1,6 x C1**
**C2 = 1,6 x 12,437 = 19,89 microF**

Per conoscere l'esatta frequenza di taglio del **passa/alto** con questi valori di induttanza e di capacità useremo la formula :

**Hz = 2.820 : $\sqrt{C1 \times L1}$**
**2.820 : $\sqrt{12,437 \times 0,159}$ = 2.005 Hz**

A questo punto possiamo calcolare le induttanze delle bobine **L2** ed **L3** del filtro **passa/basso** :

**L2 = ( 255 x ohm ) : Hz**
**L2 = ( 255 x 4 ) : 2.000 = 0,51 mH**

**L3 = 0,625 x L2**
**L3 = 0,625 x 0,51 = 0,318 mH**

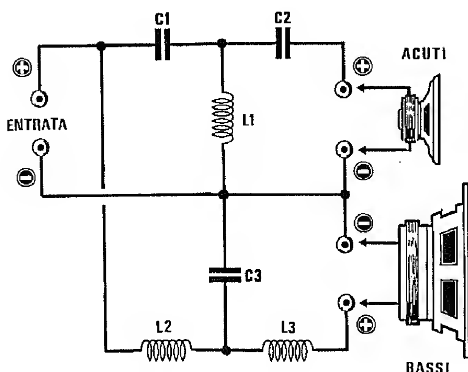
Per conoscere la capacità da utilizzare per il condensatore del passa/basso useremo la formula :

**C3 = 3,2 x C1**
**C3 = 3,2 x 12,437 = 39,79 microF**

**Fig.7 Schema elettrico di un filtro Cross-Over a 2 VIE da 18 dB per ottava.**
**Le formule per calcolare tale filtro sono :**

**Passa/Alto**
**L1 = ( 79,60 x ohm ) : Hz**
**C1 = 99.500 : ( ohm x Hz )**
**C2 = 1,6 x C1**
**Hz = 2.820 : $\sqrt{C1 \times L1}$**

**Passa/Basso**
**L2 = ( 255 x ohm ) : Hz**
**L3 = 0,625 x L2**
**C3 = 3,2 x C1**
**Hz = 9.010 : $\sqrt{C3 \times L2}$**



Per conoscere l'esatta frequenza di taglio del passa/basso con questi valori di induttanza e di capacità useremo la formula :

**Hz = 9.010 : $\sqrt{C3 \times L2}$**
**9.010 : $\sqrt{39,79 \times 0,51}$ = 2.000 Hz**

**Nota** = In tutti questi esempi si possono arrotondare i valori delle capacità, ad esempio per 19,89 microF si useranno **20 microF** ( cioè 2 condensatori da 10 microF in parallelo ), per ottenere 39,79 microF si userà un condensatore da **39 microF**, poichè si rimane sempre entro una tolleranza del 10-15%.

## LA SCELTA DEGLI ALTOPARLANTI

Se si utilizzano i filtri a **2 vie** occorre fare molta attenzione alla scelta degli altoparlanti Woofer e Tweeter, che andranno selezionati tra i modelli "a banda estesa".

Infatti abbiamo previsto una frequenza di taglio sui **2.000 Hz** per il semplice motivo che la maggior parte dei Woofer copre una gamma compresa tra i **19-30 Hz** e i **3.000-5.000 Hz**.

A volte i rivenditori consigliano Woofer che potrebbero anche risultare migliori di qualsiasi altro modello, ma che, ad un attento esame della loro **frequenza di risposta**, si scopre che riescono a coprire una gamma compresa tra i **20 Hz** e i **1.500 Hz** oppure tra i **15 Hz** e i **1.300 Hz**.

Collegando questi altoparlanti al nostro filtro Cross-Over, tutte le frequenze comprese tra i **1.300 - 1.500 Hz** fino ai **2.000 Hz** verrebbero riprodotte notevolmente attenuate.

Perciò gli unici altoparlanti Woofer da usare dovranno avere una frequenza di risposta che possa raggiungere o meglio superare i **2.000 Hz**.

Avremmo anche potuto consigliarvi per le **2 vie** una frequenza di taglio più bassa, cioè **1.000 Hz**, ma vi sareste poi trovati in difficoltà con i Tweeter.

Infatti anche se esistono dei Tweeter speciali che partono da **1.000 Hz**, non bisogna dimenticare che la maggior parte di quelli comunemente reperibili non scende sotto ai **1.500 - 1.800 Hz**, quindi scegliendo una frequenza di taglio sui **2.000 Hz** riusciremo a coprire tutta la gamma acustica, senza incorrere nell'**attenuazione** della gamma compresa tra **1.000 - 2.000 Hz**.

Questo problema si presenta solo nel caso dei filtri Cross-Over a **2 vie**, perchè per quelli a **3 vie**, che come prima frequenza presentano un taglio sui **500 Hz**, potremo scegliere qualsiasi tipo di Woofer e poichè la seconda frequenza di taglio è stata prefissata sui **4.000 Hz**, potremo scegliere per le frequenze **Medie** qualsiasi **Mid-Range** perchè tutti partono con una frequenza di risposta minima di **200-300 Hz** per raggiungere tranquillamente gli **8.000-10.000 Hz**.

Come Tweeter potremo scegliere, per **i** soli Cross-Over a **3 vie**, un modello in grado di riprodurre fedelmente tutte le frequenze che partano da un minimo di **2.000-3.000 Hz** per salire fino ed oltre i **20.000 Hz**.

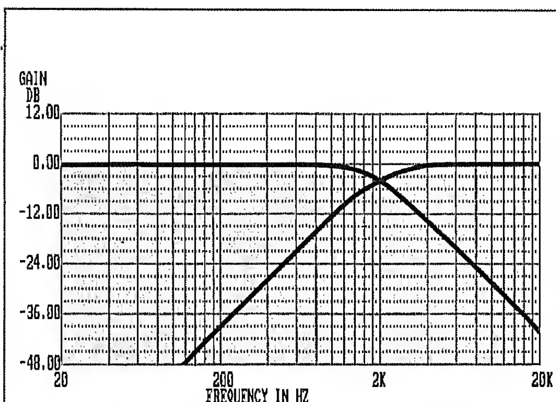



**Fig.8 Un filtro con un'attenuazione di 12 dB per ottava e con una frequenza di taglio a 2.000 Hz riesce ad attenuare sia la prima ottava superiore (filtro passa/basso) sia quella inferiore (filtro passa/alto) di 12 dB, la seconda ottava di 24 dB e la terza ottava di 36 dB.**

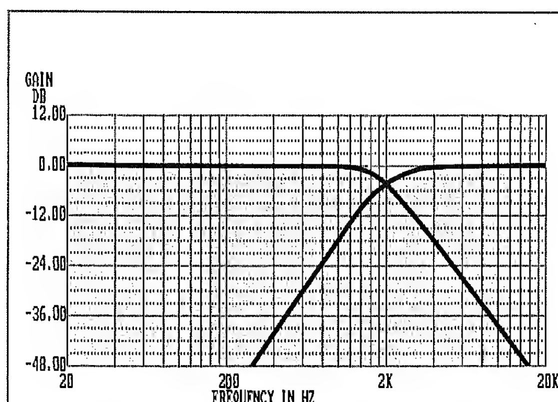



**Fig.9 Un filtro con un'attenuazione di 18 dB per ottava e con una frequenza di taglio a 2.000 Hz riesce ad attenuare sia la prima ottava superiore (filtro passa/basso) sia quella inferiore (filtro passa/alto) di 18 dB, la seconda ottava di 36 dB e la terza ottava di 54 dB.**

## FILTRO a 3 VIE da 12 dB per OTTAVA

Utilizzando tre altoparlanti, cioè un **Woofer** per riprodurre le sole frequenze dei Bassi, un **Mid-Range** per riprodurre le sole frequenze dei Medi ed un **Tweeter** per le frequenze degli Acuti, è indispensabile utilizzare un filtro Cross-Over a **3 vie**.

In pratica questi filtri sono composti da un passa/basso, un passa/banda ed un passa/alto ( vedi fig.10 ).

Per calcolare un simile filtro da 12 dB per ottava potremo utilizzare le seguenti formule :

**Passa/Alto**
**L1 = ( 159 x ohm ) : B**
**C1 = 99.500 : ( B x ohm )**
$B = 3.980 : \sqrt{C1 \times L1}$

**Passa/Banda**
**L2 = ( 159 x ohm ) : A**
**L3 = 1,6 x L1**
**C2 = 99.500 : ( A x ohm )**
**C3 = 1,6 x C1**
$A = 3.980 : \sqrt{C2 \times L2}$
$B = 6.370 : \sqrt{C3 \times L3}$

**Passa/Basso**
**L4 = 1,6 x L2**
**C4 = 1,6 x C2**
$A = 6.370 : \sqrt{C4 \times L4}$

**Nota** = Il significato delle lettere utilizzate in tali formule è il seguente :
**L** induttanza in milliHenry
**C** capacità in microfarad
**Hz** frequenza di incrocio
**A** = 500 Hertz
**B** = 4.000 Hertz

**Esempio** = Calcolare il valore delle induttanze e delle capacità per un filtro Cross-Over a **3 vie 12 dB/ottava** per una cassa acustica da **8 ohm.** Nei filtri a **3 vie** noi consigliamo di scegliere come prima frequenza di taglio **A = 500 Hz** e come seconda frequenza di taglio **B = 4.000 Hz.**

Come prima operazione calcoleremo l'impedenza della bobina **L1** del **passa/alto** utilizzando la formula :

**L1 = ( 159 x ohm ) : B**
**L1 = ( 159 x 8 ) : 4.000 = 0,318 mH**

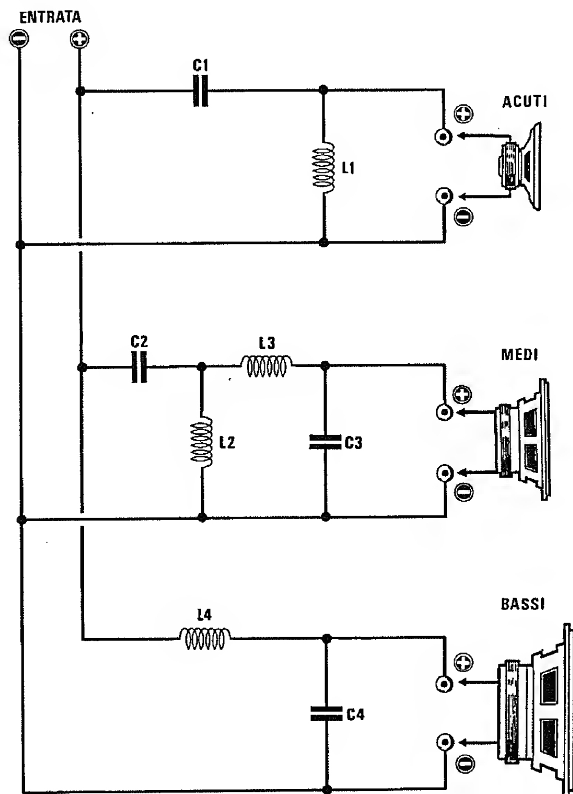



**Fig.10 Schema elettrico di un filtro Cross-Over a 3 VIE da 12 dB per ottava.
Le formule per calcolare tale filtro sono :**

**Passa/Alto**
**L1 = ( 159 x ohm ) : B**
**C1 = 99.500 : ( B x ohm )**
$B = 3.980 : \sqrt{C1 \times L1}$

**Passa/Banda**
**L2 = ( 159 x ohm ) : A**
**L3 = 1,6 x L1**
**C2 = 99.500 : ( A x ohm )**
**C3 = 1,6 x C1**
$A = 3.980 : \sqrt{C2 \times L2}$
$B = 6.370 : \sqrt{C3 \times L3}$

**Passa/Basso**
**L4 = 1,6 x L2**
**C4 = 1,6 x C2**
$A = 6.370 : \sqrt{C4 \times L4}$

Poi calcoleremo la capacità del condensatore **C1** del **passa/alto** usando la formula :

**C1 = 99.500 : ( ohm x B )**
**C1 = 99.500 : ( 8 x 4.000 ) = 3,109 microF**

Per conoscere l'esatta frequenza di taglio del **passa/alto** con questi valori di induttanza e di capacità useremo la formula :

**Hz = 3.980 : $\sqrt{\text{C1 x L1}}$**
**3.980 : $\sqrt{3{,}109 \text{ x } 0{,}318}$ = 4.004 Hz**

Calcolato il passa/alto potremo calcolare tutte le induttanze e le capacità del filtro **passa/banda** tenendo presente che il valore di **B** è di **4.000 Hz** ed il valore di **A** è di **500 Hz.**

**L2 = ( 159 x ohm ) : A**
**L2 = ( 159 x 8 ) : 500 = 2,544 mH**

**L3 = 1,6 x L1**
**L3 = 1,6 x 0,318 = 0,508 mH**

A questo punto possiamo calcolare tutte le capacità del **passa/banda** :

**C2 = 99.500 : ( ohm x A )**
**C2 = 99.500 : ( 8 x 500 ) = 24,87 microF**

**C3 = 1,6 x C1**
**C3 = 1,6 x 3,109 = 4,974 microF**

Per conoscere l'esatta frequenza di taglio del **passa/banda** con i valori di induttanza e di capacità poc'anzi calcolati useremo la formula :

**A = 3.980 : $\sqrt{\text{C2 x L2}}$**
**3.980 : $\sqrt{24{,}87 \text{ x } 2{,}544}$ = 500 Hz**

**B = 6.370 : $\sqrt{\text{C3 x L3}}$**
**6.370 : $\sqrt{4{,}974 \text{ x } 0{,}508}$ = 4.008 Hz**

Calcolati i valori del passa/alto e del passa/banda potremo passare a calcolare i valori delle induttanze e delle capacità del **passa/basso.**

**L4 = 1,6 x L2**
**L4 = 1,6 x 2,544 = 4,07 mH**

**C4 = 1,6 x C2**
**C4 = 1,6 x 24,87 = 39,79 microF**

Per conoscere l'esatta frequenza di taglio del **passa/basso** con questi valori di induttanza e di capacità useremo la formula :

**A = 6.370 : $\sqrt{\text{C4 x L4}}$**
**6.370 : $\sqrt{39{,}79 \text{ x } 4{,}07}$ = 500 Hz**

**Nota** = È opportuno precisare che i valori delle capacità si possono tranquillamente arrotondare.
Non bisogna infatti dimenticare che qualsiasi condensatore inserirete nel filtro avrà già una sua tolleranza e quindi non è da escludere che un condensatore sul cui involucro è stampigliato **39 microF**, in pratica risulti da **38,5** o **38,6 microF.**

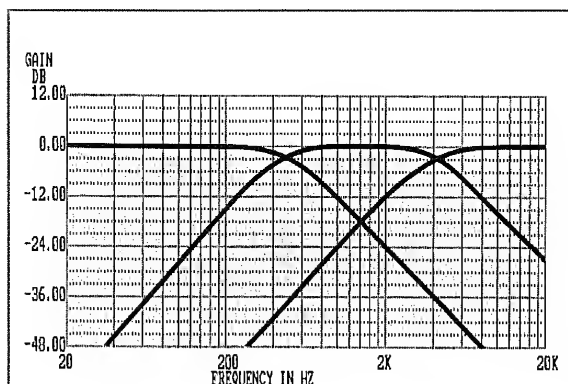



**Fig.11 Nei filtri a 3 VIE esistono due frequenze di taglio, una calcolata a 500 Hz ed una calcolata a 4.000 Hz. Nella figura si vedono le curve di una filtro da 12 dB per ottava che rispetto a quello da 18 dB (vedi fig.12) risulta più largo.**

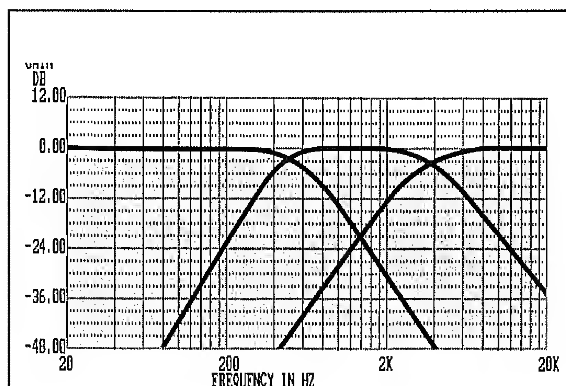



**Fig.12 Nei filtri a 3 VIE da 18 dB per ottava abbiamo sempre una prima frequenza di taglio a 500 Hz e una seconda a 4.000 Hz. Con questo tipo di filtro avremo una maggiore attenuazione su tutte le ottave superiori o inferiori.**

## FILTRO a 3 VIE da 18 dB per OTTAVA

Un filtro a 3 vie con 18 dB per ottava è leggermente più complesso ( vedi fig.13 ), perchè richiede più induttanze e capacità.

Come per il precedente filtro, abbiamo preso come frequenza **inferiore** il valore standard di **A = 500 Hz** e come frequenza **superiore** il valore standard di **B = 4.000 Hz.**

Le formule per calcolare i valori delle induttanze e delle capacità sono le seguenti :

**Passa/Alto**

**L1 = ( 79,60 x ohm ) : B**
**C1 = 99.500 : ( ohm x B )**
**C2 = 1,6 x C1**
**B = 2.820 :** $\sqrt{C1 \times L1}$

**Passa/Banda**

**L2 = ( 79,6 x ohm ) : A**
**C3 = 99.500 : ( ohm x A )**
**C4 = 1,6 x C3**
**L3 = 3,2 x L1**
**L4 = 2 x L1**
**C5 = 3,2 x C1**
**A = 2.820 :** $\sqrt{C3 \times L2}$
**B = 9.010 :** $\sqrt{C5 \times L3}$

**Passa/Basso**

**L5 = 3,2 x L2**
**L6 = 2 x L2**
**C6 = 3,2 x C3**
**A = 9.010 :** $\sqrt{C6 \times L5}$

**Nota** = Il significato delle lettere utilizzate in tali formule è il seguente :

**L** induttanza in milliHenry
**C** capacità in microfarad
**Hz** frequenza di incrocio
**A** = 500 Hertz
**B** = 4.000 Hertz

**Esempio** = Calcolare il valore delle induttanze e delle capacità per un filtro Cross-Over a **3 vie 18 dB/ottava** per una cassa acustica da **4 ohm**, utilizzando per **A = 500 Hz** e per **B = 4.000 Hz.**

Come prima operazione calcoleremo l'impedenza della bobina **L1** del **passa/alto** utilizzando la formula :

**L1 = ( 79,60 x ohm ) : B**
**L1 = ( 79,60 x 4 ) : 4.000 = 0,0796 mH**

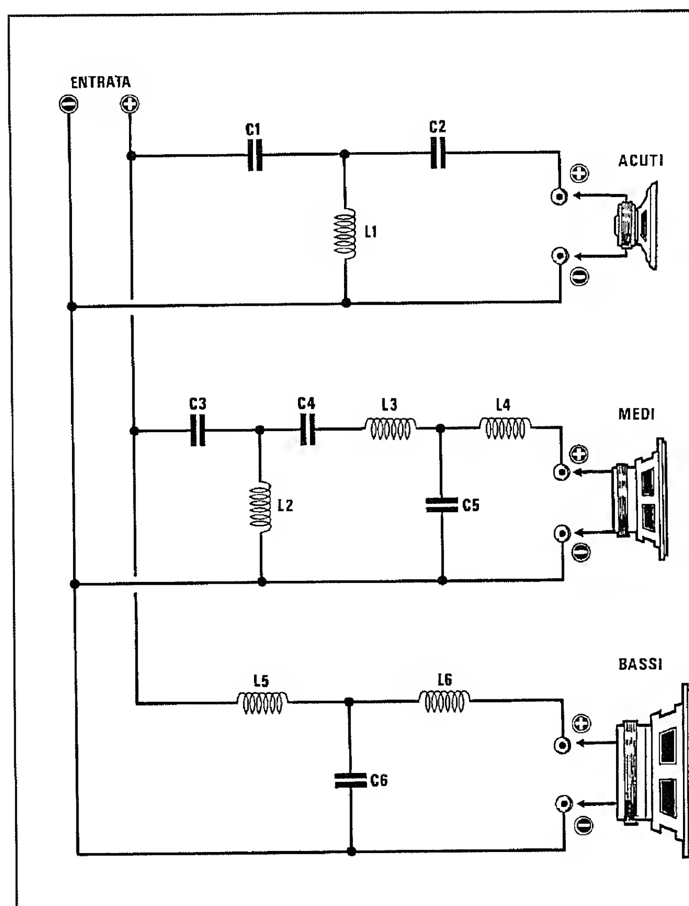



**Fig.13 Schema elettrico di un filtro Cross-Over a 3 VIE da 18 dB per ottava. Le formule per calcolare tale filtro sono :**

**Passa/Alto**

**L1 = ( 79,60 x ohm ) : B**
**C1 = 99.500 : ( ohm x B )**
**C2 = 1,6 x C1**
**B = 2.820 :** $\sqrt{C1 \times L1}$

**Passa/Banda**

**L2 = ( 79,6 x ohm ) : A**
**C3 = 99.500 : ( ohm x A )**
**C4 = 1,6 x C3**
**L3 = 3,2 x L1**
**L4 = 2 x L1**
**C5 = 3,2 x C1**
**A = 2.820 :** $\sqrt{C3 \times L2}$
**B = 9.010 :** $\sqrt{C5 \times L3}$

**Passa/Basso**

**L5 = 3,2 x L2**
**L6 = 2 x L2**
**C6 = 3,2 x C3**
**A = 9.010 :** $\sqrt{C6 \times L5}$

Poi calcoleremo la capacità del condensatore **C1** del **passa/alto** usando la formula :

**C1 = 99.500 : ( ohm x B )**
**C1 = 99.500 : ( 4 x 4.000 ) = 6,218 microF**

Calcolato il passa/alto potremo calcolare tutte le induttanze e le capacità del filtro **passa/banda** tenendo presente che il valore di **B** è di **4.000 Hz** ed il valore di **A** è di **500 Hz**.

**L2 = ( 79,60 x ohm ) : A**
**L2 = ( 79,60 x 4 ) : 500 = 0,636 mH**

**L3 = 3,2 x L1**
**L3 = 3,2 x 0,0796 = 0,254 mH**

**L4 = 2 x L1**
**L4 = 2 x 0,0796 = 0,159 mH**

A questo punto possiamo calcolare tutte le capacità del **passa/banda** :

**C3 = 99.500 : ( ohm x A )**
**C3 = 99.500 : ( 4 x 500 ) = 49,75 microF**

**C4 = 1,6 x C3**
**C4 = 1,6 x 49,75 = 79,6 microF**

**C5 = 3,2 x C1**
**C5 = 3,2 x 6,218 = 19,89 microF**

Calcolati i valori del passa/alto e del passa/banda potremo passare a calcolare i valori delle induttanze e delle capacità del **passa/basso**.

**L5 = 3,2 x L2**
**L5 = 3,2 x 0,636 = 2,03 mH**

**L6 = 2 x L2**
**L6 = 2 x 0,636 = 1,27 mH**

**C6 = 3,2 x C3**
**C6 = 3,2 x 49,75 = 159 microF**

Poichè non sempre potremo reperire esatti valori di **induttanze** o di **capacità**, potremo controllare con una buona approssimazione le varie frequenze di **taglio**.

Se nel filtro **passa/alto** utilizzeremo per **L1** una induttanza da **0,08 mH** e per **C1** una capacità di **6 microF**, otterremo per **B = 4.000 Hz** un taglio a :

$\text{Hz} = 2.820 : \sqrt{C1 \times L1}$
$2.820 : \sqrt{6 \times 0{,}08} = 4.075 \text{ Hz}$

Se nel filtro **passa/banda** utilizzeremo per **L2** una induttanza da **0,6 mH** e per **C2** una capacità di **50 microF**, otterremo per **A = 500 Hz** un taglio a :

$\text{Hz} = 2.820 : \sqrt{C3 \times L2}$
$2.820 : \sqrt{50 \times 0{,}6} = 514 \text{ Hz}$

Se per la frequenza **B = 4.000 Hz** useremo per **L3** un'induttanza da **0,25 mH** e per **C5** una capacità di **20 microF**, otterremo una frequenza di taglio a :

$\text{Hz} = 9.010 : \sqrt{C5 \times L3}$
$9.010 : \sqrt{20 \times 0{,}25} = 4.029 \text{ Hz}$

Se nel filtro **passa/basso** utilizzeremo per **L5** una induttanza da **2 mH** e per **C6** una capacità di **160 microF**, otterremo per **A = 500 Hz** una frequenza di taglio a :

$\text{Hz} = 9.010 : \sqrt{C6 \times L5}$
$9.010 : \sqrt{160 \times 2} = 503 \text{ Hz}$

Come potete notare anche arrotondando i valori delle **induttanza** e delle **capacità** si rimane sempre entro una tolleranza del **10%**.

**Nota** = Per ottenere i valori di capacità richiesti si possono collegare in parallelo più condensatori di capacità standard.

## COSA SONO LE OTTAVE

Abbiamo già visto che l'attenuazione si esprime in dB e che graficamente consiste in una curva a tratto orizzontale con **"attenuazione di 0 dB"** che, ad un certo punto, inizia a declinare verso il basso, cioè comincia ad attenuare.
Come saprete, nei filtri da **12 dB/ottava** la curva dell'attenuazione risulta **meno ripida** rispetto ai filtri da **18 dB/ottava**.
Ricordiamo che **per ottava** ( che può essere superiore od inferiore ), si intende una frequenza che risulta **il doppio** o **la metà** della frequenza fondamentale.

**Esempio** = Fissando a **2.000 Hz** la frequenza di incrocio, la prima ottava superiore sarà di **4.000** Hz, la seconda ottava superiore di **8.000** Hz, la terza di **16.000** Hz e così via.

Per le ottave **inferiori** vale lo stesso discorso, solo che la frequenza invece di raddoppiare si **dimezza**.

**Esempio** = Fissando a **2.000 Hz** la frequenza di incrocio, avremo che la prima ottava **inferiore** sarà di **1.000** Hz, la seconda ottava inferiore sarà di **500** Hz, la terza di **250** Hz e così via.

**Ottave SUPERIORI**
**( Fondamentale = 2.000 Hz )**

**1° Ottava = 4.000 Hz**
**2° Ottava = 8.000 Hz**
**3° Ottava = 16.000 Hz**

**Ottave INFERIORI**
**( Fondamentale = 2.000 Hz )**

**1° Ottava = 1.000 Hz**
**2° Ottava = 500 Hz**
**3° Ottava = 250 Hz**

## ATTENUAZIONE per OTTAVA

Quando si dice **attenuazione 12 dB/ottava** vuol dire che per ogni **ottava** il segnale risulta attenuato di **12 dB** rispetto all'ottava precedente ( per i filtri passa/basso ) o successiva ( per i filtri passa/alto ) perciò, prendendo come riferimento una **frequenza d'incrocio di 2.000 Hz**, si otterranno queste attenuazioni :

**2.000 Hz = 3 dB**
**4.000 Hz = 12 dB**
**8.000 Hz = 24 dB**
**16.000 Hz = 36 dB ecc.**

Se prendiamo un filtro con **attenuazione di 18 dB/ottava**, l'attenuazione risulterà pari a :

**2.000 Hz = 3 dB**
**4.000 Hz = 18 dB**
**8.000 Hz = 36 dB**
**16.000 Hz = 54 dB ecc.**

Se ora guardiamo la tabella delle **attenuazioni in potenza** ( vedi Tabella n.1 ), vedremo che sugli altoparlanti le frequenze **non interessate** giungeranno notevolmente attenuate.

Conoscendo i dB di attenuazione del filtro ed i Watt erogati dall'amplificatore, potremo conoscere la potenza delle ottave che giungeranno sull'altoparlante non interessato dividendo i Watt per il numero riportato nella colonna di destra.

TABELLA N.1 Attenuazione in potenza

| dB | Rapp. Potenza |
|---|---|
| 0 | 1 |
| 1 | 1,259 |
| 2 | 1,585 |
| 3 | 1,995 |
| 4 | 2,512 |
| 5 | 3,162 |
| 6 | 3,981 |
| 7 | 5,012 |
| 8 | 6,310 |
| 9 | 7,943 |
| 10 | 10 |
| 11 | 12,59 |
| 12 | 15,85 |
| 13 | 19,95 |
| 14 | 25,12 |
| 15 | 31,62 |
| 16 | 39,81 |
| 17 | 50,12 |
| 18 | 63,10 |
| 19 | 79,43 |
| 20 | 100 |
| 21 | 125,9 |
| 22 | 158,5 |
| 23 | 199,5 |
| 24 | 251,2 |
| 25 | 316,2 |
| 26 | 398,1 |
| 27 | 501,2 |
| 28 | 631,0 |
| 29 | 794,3 |
| 30 | 1.000 |
| 31 | 1.259 |
| 32 | 1.585 |
| 33 | 1.995 |
| 34 | 2.512 |
| 35 | 3.162 |
| 36 | 3.981 |
| 37 | 5.012 |
| 38 | 6.310 |
| 39 | 7.943 |
| 40 | 10.000 |
| 41 | 12.590 |
| 42 | 15.850 |
| 43 | 19.950 |
| 44 | 25.120 |
| 45 | 31.620 |
| 46 | 39.810 |
| 47 | 50.120 |
| 48 | 63.100 |
| 49 | 79.430 |
| 50 | 100.000 |

Se prendiamo come esempio un amplificatore che eroghi **60 watt** con inserito un filtro Cross-Over a **2 vie** 12 dB/ottava tagliato a **2.000** Hz ed applichiamo al suo ingresso una frequenza di **2.000 Hz**, le frequenze delle ottave superiori, cioè **4.000 - 8.000 - 16.000 Hz**, giungeranno sull'altoparlante dei Medio-Bassi ( Woofer ) con queste potenze :

**4.000 Hz ... 60 : 15,85 = 3,79 watt ( -12 dB )**
**8.000 Hz ... 60 : 251,2 = 0,24 watt ( -24 dB )**
**16.000 Hz ... 60 : 3.981 = 0,02 watt ( -36 dB )**

Analogamente sul Tweeter tutte le ottave inferiori, cioè **1000 - 500 - 250 Hz**, giungeranno con queste potenze :

**1.000 Hz ... 60 : 15,85 = 3,79 watt ( -12 dB )**
**500 Hz ... 60 : 251,2 = 0,24 watt ( -24 dB )**
**250 Hz ... 60 : 3.981 = 0,02 watt ( -36 dB )**

Ovviamente al filtro Cross-Over con **18 dB/ottava**, risultando molto più efficace rispetto al precedente, queste frequenze giungeranno sul Woofer e sul Tweeter notevolmente più attenuate.

Sul Woofer :

**4.000 Hz ... 60 : 63,1 = 0,95 watt ( -18 dB )**
**8.000 Hz ... 60 : 3.981 = 0,02 watt ( -36 dB )**

Sul Tweeter :

**1.000 Hz ... 60 : 63,1 = 0,95 watt ( -18 dB )**
**500 Hz ... 60 : 3.981 = 0,02 watt ( -36 dB )**

Se utilizziamo un filtro a **3 vie** sempre con **18 dB/ottava** avremo una maggiore attenuazione, perchè due sono le frequenze d'incrocio, a **500** e a **4.000 Hz.**

Per la frequenza d'incrocio dei **500 Hz** le sue ottave cadranno a **1.000 - 2.000 - 4.000 Hz.**

Quindi applicando sull'ingresso di un amplificatore da **60 watt** una frequenza di **250 Hz**, le sue ottave giungeranno sull'altoparlante dei **Bassi** con queste potenze :

**250 Hz ... 60 : 1 = 60 watt ( 0 dB )**
**500 Hz ... 60 : 1,995 = 30 watt ( -3 dB )**
**1.000 Hz ... 60 : 63,1 = 0,95 watt ( -18 dB )**
**2.000 Hz ... 60 : 3.981 = 0,02 watt ( -36 dB )**

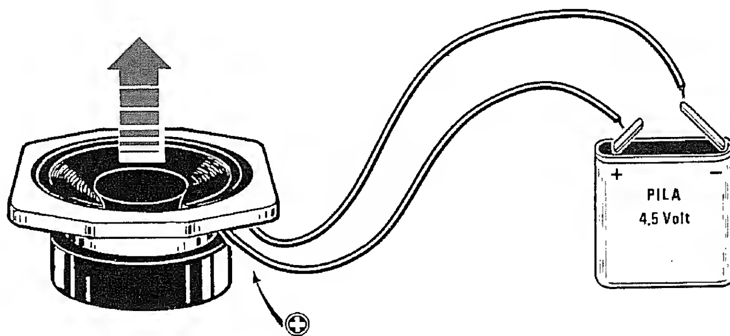



**Fig.14 Per individuare il terminale Positivo in un altoparlante è sufficiente applicare ai suoi capi una tensione CC da 4,5 volt. Quando applicherete il positivo sul giusto terminale, il cono dell'altoparlante si sposterà verso l'esterno.**

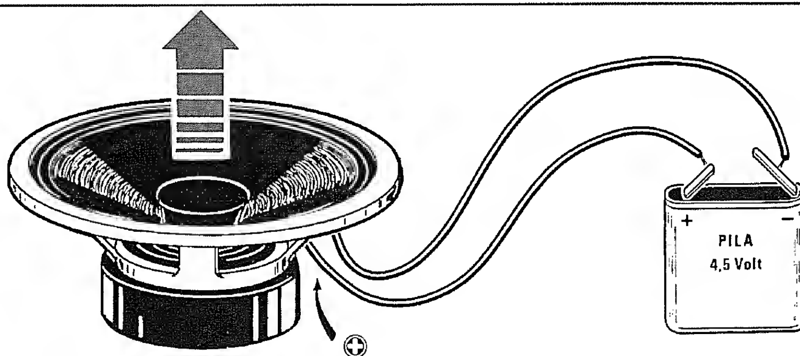



**Fig.15 Questo controllo si effettuerà solo sugli altoparlanti Woofer e Mid-Range e mai sui Tweeter.**

**Sull'altoparlante dei Medi** tutte le frequenze comprese tra i **250 Hz** fino ai **8.000 Hz** giungeranno con queste potenze :

**250 Hz ... 60 : 63,1 = 0,95 watt ( -18 dB )**
**500 Hz ... 60 : 1,995 = 30 watt ( - 3 dB )**
**1.000 Hz ... 60 : 1 = 60 watt ( 0 dB )**
**2.000 Hz ... 60 : 1 = 60 watt ( 0 dB )**
**4.000 Hz ... 60 : 1,995 = 30 watt ( - 3 dB )**
**8.000 Hz ... 60 : 63,1 = 0,95 watt ( -18 dB )**

Sull'altoparlante degli **Acuti** giungeranno tutte le frequenze superiori ai **4.000 Hz** senza alcuna attenuazione, mentre la frequenza inferiore a **2.000 Hz** giungerà attenuata di **18 dB** e quella a **1.000 Hz** di **36 dB**.

## POLARITÀ ALTOPARLANTI

Sui terminali d'ingresso e d'uscita di ogni filtro troverete indicata una polarità **+/-** utile per collegare in fase tutti gli altoparlanti presenti all'interno della cassa acustica.

Infatti non tutti sanno che quando all'interno di una cassa acustica vi è più di un altoparlante, è assolutamente necessario rispettare la polarità di collegamento per far sì che i **coni** di entrambi gli altoparlanti si muovano in fase, cioè tutti verso l'interno o tutti verso l'esterno.

Se gli altoparlanti non risultano collegati in **fase**, cioè non risultano rispettate le loro polarità, avrete un altoparlante che "**comprime**" l'aria all'interno della cassa acustica ed un altro che invece la "**espande**", cosicchè un altoparlante influenzerà negativamente l'altro.

Perciò il terminale d'uscita indicato con il segno + andrà sempre collegato al terminale dell'altoparlante contrassegnato anch'esso con un + oppure con un punto di vernice di colore **rosso**.

Se sui terminali dell'altoparlante non è indicata la polarità, individuarla sarà molto semplice perchè basterà prendere una pila da 4,5 volt, collegarla ai due terminali e, così facendo, noterete che il cono dell'altoparlante si sposterà verso l'**esterno** o verso l'**interno** del cestello.

Se invertirete la polarità si invertirà anche il movimento del cono.

Quando l'altoparlante si sposterà verso l'**esterno** ( vedi figg.14-15 ), contrassegnate con un **punto rosso** il terminale al quale avrete collegato il **positivo** della pila.

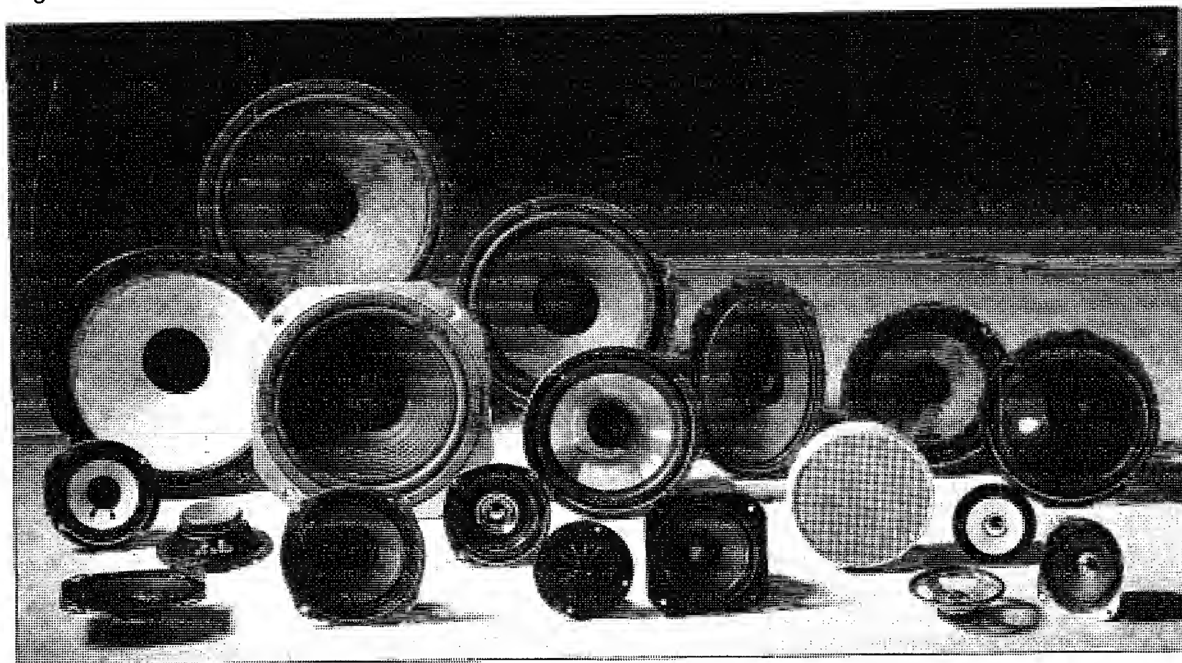
Ripetete questa operazione per tutti gli altoparlanti che dovrete inserire nelle due casse acustiche ad eccezione dei **Tweeter** che potrebbero danneggiarsi.

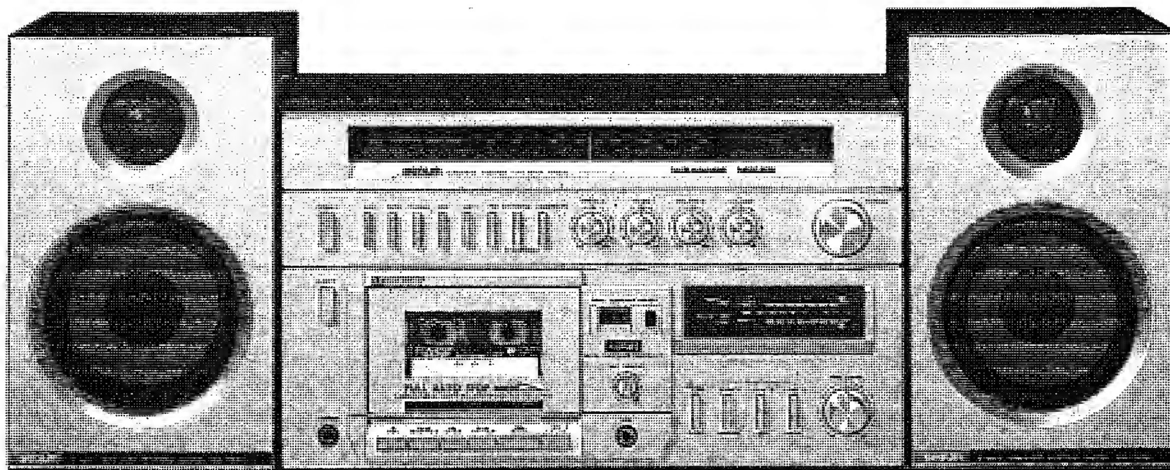
Per i Tweeter **non è assolutamente necessario** rispettare la sua polarità.

## COLLEGAMENTO ALTOPARLANTI

Per portare il segnale acustico dall'uscita dell'amplificatore alle casse acustiche, è necessario usare della piattina bifilare che abbia il **diametro** del filo di rame di almeno **1 millimetro** per altoparlanti da **8 ohm** e di **1,6 millimetri** per altoparlanti da **4 ohm**, al fine di ridurre al minimo la resistenza ohmica del collegamento e quindi le perdite di potenza lungo il cavo.

Se userete dei fili di diametro **minore** cambierà l'impedenza di **carico** e quindi le caratteristiche del filtro.





# POTENZA SONORA degli AMPLIFICATORI BF

La potenza di un amplificatore di BF può essere espressa in diversi modi: **Watt R.M.S. - Watt musicali (o di picco) - Watt picco/picco.**

Poichè non tutti sanno valutare la differenza che esiste tra queste tre diverse espressioni, riteniamo opportuno fare chiarezza su questo argomento in modo che, per esempio, sappiate stabilire con sicurezza quale tra due diversi amplificatori eroghi la potenza maggiore.

Supponiamo che ad una persona intenzionata ad acquistare un amplificatore vengano proposti allo stesso prezzo tre diversi amplificatori, uno da **15 Watt R.M.S.**, uno da **30 Watt musicali** ed uno da **120 Watt picco/picco**.

Se l'acquirente si basa per la sua scelta solamente sui numeri, sentendo **15 - 30 - 120**, sceglierà sicuramente l'amplificatore da **120 Watt picco/picco**, nella convinzione di avere allo stesso prezzo un amplificatore più potente degli altri due.

In realtà questi tre amplificatori erogano la **stessa potenza** e la differenza che i **numeri** esprimono dipende soltanto dal fatto che la potenza è stata indicata in modo diverso per ciascun amplificatore.

Per cercare di farvi comprendere come un numero possa essere notevolmente **aumentato** vi porteremo l'esempio di come una **cordella elastica** possa essere venduta con una **diversa** indicazione pur avendo la stessa **metratura**.

Se nello scaffale di un negozio trovassimo tre differenti confezioni contenenti ciascuna una cordella elastica di **identico** costo, ma con sopra scritto **15 metri/r - 30 metri/m - 90 metri/t**, noi tutti, con molta probabilità, sceglieremmo quella con sopra scritto **90 metri/t** ritenendola più lunga.

**TABELLA N.1**

| CONVERSIONE dei WATT |
|---|
| **WATT R.M.S o EFFICACI** |
| Watt R.M.S = Watt musicali x 0,5 |
| Watt R.M.S = Watt picco/picco x 0,125 |
| **WATT MUSICALI** |
| Watt musicali = Watt R.M.S x 2 |
| Watt musicali = Watt picco/picco x 0,25 |
| **WATT PICCO/PICCO** |
| Watt picco/picco = Watt R.M.S x 8 |
| Watt picco/picco = Watt musicali x 4 |

**TABELLA N.2**

| CONVERSIONE dei VOLT |
|---|
| **VOLT R.M.S o EFFICACI** |
| Volt R.M.S = Volt di picco x 0,7072 |
| Volt R.M.S = Volt picco/picco x 0,3535 |
| **VOLT di PICCO** |
| Volt di picco = Volt R.M.S. x 1,414 |
| Volt di picco = Volt di picco/picco x 0,5 |
| **VOLT PICCO/PICCO** |
| Volt picco/picco = Volt R.M.S. x 2,828 |
| Volt picco/picco = Volt di picco x 2 |

Se a casa, aprendo la confezione, trovassimo solo **15 metri** di cordella, ritorneremmo dal venditore per chiedergli spiegazioni sui 75 metri che mancano, ma egli ci farebbe osservare che quella "**t**", riportata dopo i metri, indica che i **90 metri** si raggiungono **tirando** al massimo la cordella.

Se avessimo scelto la confezione da **30 metri/m** e avessimo trovato al suo interno sempre **15 metri**, il venditore ci avrebbe fatto notare che la **m** riportata dopo i metri indica un valore **medio** di allungamento della cordella.

Quindi solo la confezione con sopra segnato **15 metri/r**, cioè **reali**, corrisponde all'effettiva misura della cordella "non tirata".

Questo esempio è utile anche per valutare la potenza erogata dagli amplificatori di BF.

Se dopo la scritta **Watt** appare la sigla **R.M.S.** (Root Mean Square), la potenza di questo amplificatore è quella **efficace**, se appare una diversa scritta la potenza non è quella **reale**.

Per calcolare la potenza **reale R.M.S** conoscendo i **Watt musicali** (o di **picco** ) o i **Watt picco/picco** potremo utilizzare la **Tabella n.1**.

## COME SI MISURA LA POTENZA

La potenza di un amplificatore si misura applicando sulla sua uscita, in sostituzione dell'altoparlante, una **resistenza a filo** che abbia una resistenza ohmica pari all'impedenza dell'altoparlante, cioè **8** oppure **4 ohm**, e una potenza dissipabile superiore a quella erogata dall'amplificatore.

Ai capi di questa resistenza collegherete un oscilloscopio, poi sull'ingresso dell'amplificatore applicherete un segnale **sinusoidale** a **1.000 Hz** circa (vedi fig.1) che preleverete da un qualsiasi **Generatore di BF**.

Aumentando lentamente l'ampiezza del segnale erogato dal **Generatore di BF**, dovrete cercare di far apparire sullo schermo dell'oscilloscopio un'onda della massima ampiezza senza alcuna distorsione.

A questo punto dovrete misurare l'ampiezza **in Volt** del segnale sinusoidale.

Poichè si tratta di **Volt picco/picco**, per ricava-

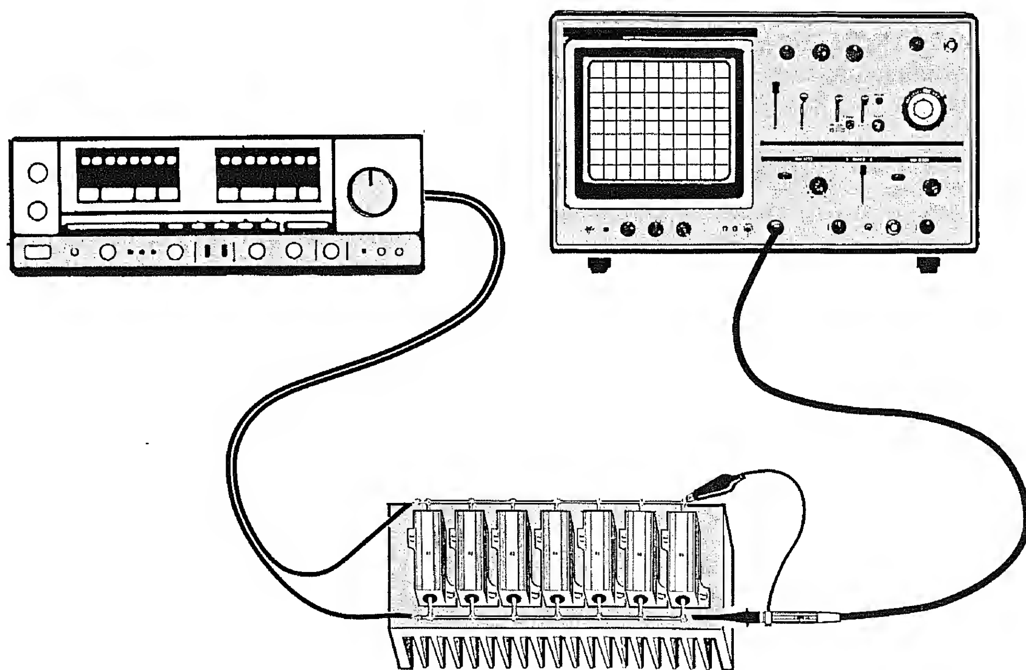


**Fig.1 Per misurare la potenza di un amplificatore occorre collegare una sonda di carico in sostituzione dell'altoparlante, quindi applicare sull'ingresso un segnale di BF a 1.000 Hz in modo da far apparire sullo schermo dell'oscilloscopio un'onda sinusoidale della massima ampiezza senza alcuna distorsione. Poichè i Volt che appaiono sullo schermo sono dei Volt picco/picco, per ottenere dei Volt efficaci dovrete moltiplicare questo valore per 0,3535.**

re la potenza in **Watt** potrete usare queste formule:

**ricavare i WATT R.M.S = EFFICACI**

**[(Volt p/p x Volt p/p) : R] : 8**

**ricavare i WATT MUSICALI**

**[(Volt p/p x Volt p/p) : R] : 4**

**ricavare i WATT PICCO/PICCO**

**(Volt p/p x Volt p/p) : R**

**Nota** = **Volt p/p** è l'ampiezza **picco/picco** della sinusoide visualizzata sullo schermo dell'oscilloscopio, ed **R** è il valore della **resistenza** di **carico** corrispondente all'**impedenza** dell'**altoparlante** che applicherete sull'uscita dell'amplificatore.

**Esempio** = Supponiamo che ai capi della resistenza di carico da **8 ohm**, applicata sull'uscita dell'amplificatore (vedi fig.1), rileviate, sullo schermo dell'oscilloscopio, una sinusoide che raggiunge un'ampiezza di **30 Volt picco/picco** e che con questo dato desideriate conoscere la potenza **R.M.S** e quella **musicale**.

- Per conoscere la potenza **R.M.S** utilizzerete la formula:

**Watt RMS = [(Volt p/p x Volt p/p) : R] : 8**

utilizzando i dati in vostro possesso otterrete:

**Watt RMS = [(30 x 30) : 8] : 8**

Le prime operazioni da eseguire sono quelle racchiuse entro le parentesi rotonde, quindi:

**(30 x 30) : 8 = 112,5**

in seguito dividerete **x8** e, così facendo, otterrete i **Watt R.M.S**:

**112,5 : 8 = 14,0625 Watt R.M.S**

Per convertire i **Watt R.M.S** in **Watt musicali** potrete utilizzare il fattore di moltiplicazione riportato nella **Tabella n.1** che è **2**, quindi:

**14,0625 x 2 = 28,125 Watt musicali**

### Ricavare i WATT conoscendo i VOLT di ALIMENTAZIONE

Conoscendo il valore della tensione **Vcc** utilizzata per alimentare il **transistor finale** di potenza, potrete calcolare con una buona approssimazione i **Watt R.M.S** che l'amplificatore sarà in grado di erogare, usando questa formula:

**Watt R.M.S = [(Vcc x 0,3535)^2 : R] x 0,65**

**Vcc** = è la tensione di alimentazione dei transistor finali. Se lo stadio finale viene alimentato con una tensione **duale**, si dovrà calcolare la somma della tensione **negativa** più quella **positiva**.
**^2** = è il segno dell'elevazione al **quadrato**.
**R** = è l'impedenza in **ohm** dell'altoparlante.

**Nota** = Si tenga presente che negli amplificatori provvisti di finali collegati a **ponte**, la potenza finale dovrà essere **quadruplicata**.

**Esempio** = Supponiamo che abbiate acquistato un amplificatore finale alimentato con una tensione di alimentazione di **18 volt** e che utilizza un altoparlante da **4 ohm** e che, poichè questo vi è stato venduto per una potenza di **14 Watt R.M.S**, desideriate sapere se ciò corrisponde a verità.

- Per conoscere la potenza **R.M.S** potrete utilizzare la formula:

**Watt R.M.S = [(Vcc x 0,3535)^2 : R] x 0,65**

inserendo i dati in vostro possesso otterrete:

**[(18 x 0,3535) ^2 : 4] x 0,65**

A questo punto eseguirete in sequenza queste operazioni:

**18 x 0,3535 = 6,363**
**6,363 x 6,363 = 40,487**
**40,487 : 4 = 10,12**
**10,12 x 0,65 = 6,57 Watt R.M.S**

Pertanto la potenza indicata dal venditore è in **Watt musicali** e non in **Watt R.M.S.**

**Esempio** = In un depliant avete trovato pubblicizzato un amplificatore **Hi-Fi** per auto da **100 Watt picco/picco** e poichè sapete che questa potenza non è quella reale vorreste conoscere a quanti **Watt R.M.S** corrisponde.

- Guardando la **Tabella n.1** noterete che per convertire i **Watt picco/picco** in **Watt R.M.S** sarà sufficiente moltiplicare questa potenza per il numero fisso **0,125**, pertanto eseguendo questa operazione otterrete:

**100 x 0,125 = 12,5 Watt R.M.S**

Come potrete notare, questo amplificatore erogherà la stessa potenza di un amplificatore dichiarato **12 Watt R.M.S**.

**Esempio** = Desiderate realizzare un amplificatore provvisto di uno stadio finale alimentato da una tensione **duale** di **30 + 30 volt**, che vorreste collegare ad una **cassa acustica** da **8 ohm**.

Prima di realizzarlo vorreste conoscere quale potenza massima **R.M.S** questo finale sarà in grado di erogare.

- Poichè l'amplificatore viene alimentato da una tensione **duale** di **30 + 30 volt**, il valore della tensione **Vcc** sarà uguale alla somma della tensione negativa più quella positiva, cioè **60 volt**.

Per calcolare la potenza **Watt R.M.S** dovrete utilizzare la formula:

**Watt R.M.S = [(Vcc x 0,3535)^2 : R] x 0,65**

Inserendo nella formula i dati in vostro possesso otterrete:

**[(60 x 0,3535)^2 : 8] x 0,65**

A questo punto eseguirete in sequenza queste operazioni:

| | |
|---|---|
| **60 x 0,3535** | **= 21,21** |
| **21,21 x 21,21** | **= 449,86** |
| **449,86 : 8** | **= 56,23** |
| **56,23 x 0,65** | **= 36,54 Watt R.M.S** |

Utilizzando un altoparlante da **4 ohm** la potenza raddoppierà.

## SENSIBILITÀ D'INGRESSO

Nelle caratteristiche tecniche di un amplificatore finale di potenza, i **Watt massimi R.M.S** che questo potrà erogare sono sempre legati alla **sensibilità d'ingresso**, quindi se troverete le indicazioni:

**Potenza d'uscita ................. 40 Watt R.M.S**
**Sensibilità d'ingresso ............ 3 Volt R.M.S**

significa che per ottenere in uscita una potenza di **40 Watt R.M.S** occorre che la massima ampiezza del segnale da applicare sull'ingresso raggiunga i **3 Volt R.M.S**.

Se misurerete il segnale da applicare sull'ingresso con un oscilloscopio, ricordatevi che la tensione che appare sullo schermo sono dei **Volt picco/picco**.

Per convertire i **Volt R.M.S** in **Volt picco/picco**, potrete controllare nella **Tabella n.2**, qual è il fattore di moltiplicazione.

Poichè questo è di **2,828**, sullo schermo dell'oscilloscopio dovrà apparire una sinusoide con un'ampiezza di:

**3 x 2.828 = 8,48 Volt picco/picco**

Se sull'ingresso applicherete un segnale di **metà ampiezza**, cioè **1,5 Volt R.M.S**, pari a **4,24 Volt picco/picco**, la potenza d'uscita si **ridurrà** di ben **quattro volte**, quindi i **40 watt** diventeranno soltanto **10 watt**.

## GUADAGNO in TENSIONE o in dB

Conoscendo la **sensibilità d'ingresso** e la potenza d'uscita **Watt R.M.S** potrete calcolare facilmente quante volte viene amplificato il segnale in **tensione** e con questo dato potrete conoscere anche il guadagno in **dB**.

Ammesso di trovare indicati nelle caratteristiche di un amplificatore questi dati:

**Potenza d'uscita ................. 40 Watt R.M.S**
**Sensibilità d'ingresso ............ 3 Volt R.M.S**
**Altoparlante uscita ......................... 8 ohm**

Le operazioni da compiere saranno le seguenti:

**1°** - Calcolare quale **tensione R.M.S** appare ai capi dell'altoparlante alla **massima potenza** utilizzando la formula:

**Volt R.M.S =** $\sqrt{\text{Watt R.M.S x R}}$

quindi otterrete:

$\sqrt{40 \text{ x } 8}$ **= 17,88 Volt sull'altoparlante**

**2°** - Per conoscere il **guadagno** in tensione userete questa semplice formula:

**Guadagno = V/Altoparlante: V/ingresso**

quindi otterrete:

**17,88 : 3 = 5,96 volte in tensione**

**3°** - Volendo conoscere il **Guadagno** in **dB** potrete consultare la **Tabella dei dB** pubblicata in questo stesso volume e qui troverete che un guadagno in **tensione** di **5,96 volte** corrisponde a **15,5 dB**.



# APPLICAZIONI con NE.555 normali e C-MOS

Anche se questo integrato è comunemente noto con la sigla impostagli dalla Fairchild, cioè NE.555, è possibile reperirlo in commercio con le medesime caratteristiche, ma con sigle diverse:

**Versione a TRANSISTOR**

| PRODUTTORE | SIGLA |
|---|---|
| **EXAR** | **XR.555** |
| **FAIRCHILD** | **NE.555** |
| **INTERSIL** | **SE.555** |
| **LITNIC SYS.** | **LC.555** |
| **MOTOROLA** | **MC.14555** |
| **MOTOROLA** | **MC.1555** |
| **NATIONAL** | **LM.555** |
| **RAYTHEON** | **RM.555** |
| **RAYTHEON** | **RC.555** |
| **RCA** | **CA.555** |
| **TEXAS** | **SN.52555** |
| **TEXAS** | **SN.72555** |
| **SAMSUNG** | **NE.555** |
| **SIGNETIS** | **SE.555** |

**Versione a C/Mos**

| PRODUTTORE | SIGLA |
|---|---|
| **INTERSIL** | **ICM.7555** |
| **SGS THOMSON** | **TS.555/CN** |
| **SAMSUNG** | **KS.555/HN** |
| **TEXAS** | **TLC.551C** |

## ALL'INTERNO DELL'NE.555

Questo integrato può essere reperito in un contenitore metallico, o in un contenitore plastico a 8 pin (vedi fig.32).

Come potete vedere in fig.1, al suo interno sono presenti due **operazionali** in configurazione COMPARATORE, seguiti da un FLIP-FLOP, da un BUFFER negato (vedi pallino sull'ingresso) e da un TRANSISTOR a Collettore aperto.

### **GND** piedino 1

Piedino da collegare alla **MASSA.**

### **TRIGGER** piedino 2

Piedino che controlla l'ingresso **invertente** del COMPARATORE N.2.

Come potete vedere nello schema elettrico di fig.1, l'ingresso opposto **non invertente** di questo COMPARATORE viene alimentato da un partitore resistivo, che applicherà su tale ingresso una tensione pari ad **1/3** di quella di alimentazione.

Se l'NE.555 venisse alimentato con una tensione di 12 volt, sull'ingresso **non invertente** risulterebbe presente una tensione di riferimento di **4 volt**.

In tali condizioni, se sul **piedino 2** applicherete una tensione **maggiore** di 4 volt, sul piedino d'uscita **3** non avrete nessuna variazione, cioè esso rimarrà sempre sul **livello logico 0**.

Se invece sul **piedino 2** applicherete una tensione **minore** di 4 volt, andrete a pilotare, tramite il **comparatore n.2**, l'ingresso **Set** del flip-flop interno e, così facendo, sul piedino d'uscita **3** vi ritroverete con un **livello logico 1**, vale a dire con una tensione **positiva.**

Il piedino d'uscita 3 si riporterà a **livello logico 0**, solo quando sul piedino 6 applicherete una tensione **maggiore** si 2/3 rispetto a quella di alimentazione.

Come risulta ben evidente in fig.1, il **piedino 6** andrà a pilotare l'ingresso **Reset** del flip-flop interno tramite il **comparatore n.1**.

## THRESHOLD piedino 6 (SOGLIA)

Questo piedino come abbiamo poc'anzi accennato, controlla l'ingresso **non invertente** del **comparatore n.1.**

Se su questo piedino applicherete una tensione **minore** di 2/3 rispetto a quella di alimentazione, su quello di uscita 3 rimarrà sempre presente un **livello logico 1.**

Se, invece, su questo piedino applicherete una tensione **maggiore** di 2/3 rispetto a quella di alimentazione, su quello di uscita 3 vi ritroverete con un **livello logico 0**.

Considerando, ad esempio, una tensione di alimentazione di **12 volt**, saprete già che i 2/3 di tale valore equivalgono ad una tensione di **8 volt.**

Pertanto, se sul **piedino 6** applicherete una tensione **minore di 8 volt**, sul piedino d'uscita **3** vi ritroverete sempre una tensione **positiva**, vale a dire un **livello logico 1.**

Se ,invece, sul **piedino 6** applicherete una tensione **maggiore di 8 volt**, sul piedino d'uscita **3** otterrete una tensione di zero volt, vale a dire un **livello logico 0**.

**NOTA**: la tensione maggiore di 2/3 rispetto a quella di alimentazione da applicare sul piedino 6, è valida se viene lasciato inalterato il valore di tensione presente sul **piedino 5.**

Se modificherete il valore della tensione sul piedino **5**, automaticamente varierà anche il valore della tensione da applicare al piedino 6:

- quando la tensione sul piedino **6** risulterà **minore** rispetto a quella presente sul piedino **5**, sul piedino d'uscita 3 sarà presente un **livello logico 1**;

- quando la tensione sul piedino **6** risulterà **maggiore** rispetto a quella presente sul piedino **5**, sul piedino d'uscita 3 sarà presente un **livello logico 0**.

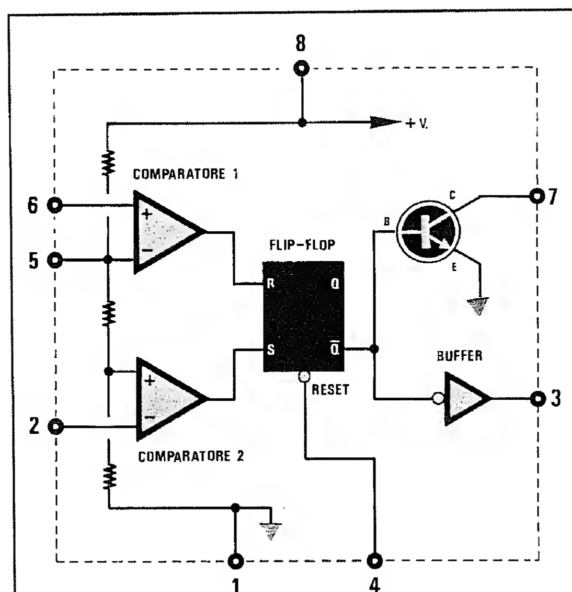



**Fig.1 All'interno di un NE.555 sono presenti due comparatori (vedi piedini 6-5-2), un flip-flop (vedi piedino 4 di reset), un buffer d'uscita (vedi piedino 3) ed un transistor, il cui collettore fa capo al piedino 7. I numeri riportati sul perimetro del riquadro, corrispondono ai numeri della zoccolatura.**

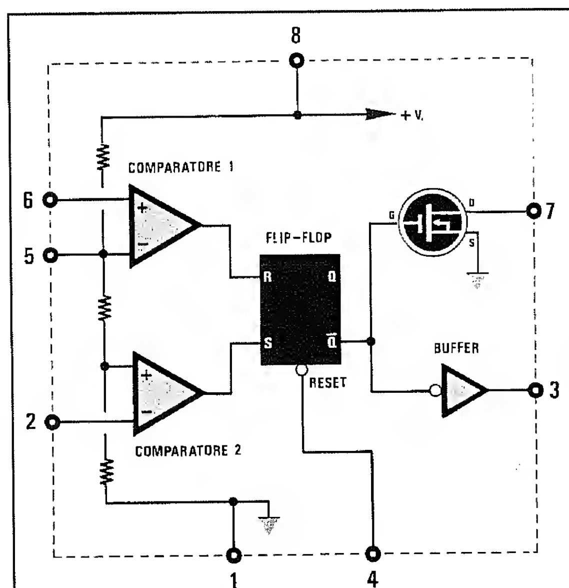



**Fig.2 In un C/Mos sono presenti due comparatori, un flip-flop, un buffer, come nel tipo standard, ma questi stadi sono realizzati in tecnologia C/Mos. Confrontando questa figura con quella di sinistra, noterete che il transistor è stato sostituito con un Mosfet. Il C/Mos risulta molto più veloce e consuma meno corrente.**

**VOLTAGE CONTROLL** piedino 5

Questo piedino collegato all'ingresso **invertente** del **comparatore n.1**, viene alimentato dallo stesso partitore resistivo che alimenta il **comparatore n.2**, ma con una tensione pari a **2/3** di quella di alimentazione.

Assumendo sempre come esempio una tensione di alimentazione di 12 volt, su questo ingresso **non invertente** sarà presente una tensione di riferimento di **8 volt**.

Il piedino **5** si potrà utilizzare per **modificare** le tensioni di riferimento del 1° e del 2° comparatore e, così facendo, sarà possibile ritardare o anticipare la commutazione del livello logico sul piedino d'uscita **3**.

Quando questo piedino non viene utilizzato, bisogna sempre metterlo a **massa** tramite il condensatore al poliestere da 10.000 pF circa.

**RESET** piedino 4

Questo piedino, come già avrete intuito, serve per **resettare**, cioè per azzerare la funzione che sta svolgendo l'integrato.

Per ottenere questa condizione, è sufficiente applicare su tale piedino un **livello logico 0**, cioè collegarlo a **massa**.

Se la funzione di **reset** non vi interessa, dovrete necessariamente collegare tale piedino alla tensione **positiva** di alimentazione.

**DISCHARGE** piedino 7

Questo piedino, come potrete notare osservando lo schema elettrico delle figg.1-2, risulta collegato al Collettore di un transistor se quest'ultimo è un normale NE.555, oppure al Drain di un Mosfet se quest'ultimo è un C/Mos.

Questo piedino serve per **scaricare** un eventuale condensatore posto sugli ingressi dei due comparatori interni, cioè sul **piedino 6** oppure sul **piedino 2**.

Negli schemi applicativi che vi presenteremo, riuscirete a comprendere meglio la funzione svolta da questo piedino.

**OUTPUT** piedino 3

Questo piedino è quello di utilizzo, cioè quello al quale si potrà collegare la Base di un transistor, l'ingresso di una porta logica, un relè, ecc.

Facciamo presente che su tale piedino non è possibile applicare dei carichi che assorbano una corrente maggiore di **100 milliamper**, perchè l'integrato non lo sopporterebbe.

A titolo informativo aggiungiamo che, al variare della corrente che verrà prelevata dal piedino **3**, varierà anche la tensione del **livello logico 0**.

Esempio.

Alimentando l'integrato con 12 volt, se preleveremo dalla sua uscita una corrente di **10 milliamper**, si otterranno due diversi valori logici:

**Livello logico 0 = 0,1 volt**
**Livello logico 1 = 10,6 volt**

Se, invece, preleveremo dalla sua uscita una corrente di **100 milliamper**, si otterranno questi due diversi livelli logici:

**Livello logico 0 = 1,7 volt**
**Livello logico 1 = 10,5 volt**

Come potrete notare, aumentando la corrente di assorbimento salirà il valore di tensione del **livello logico 0**, una condizione questa che bisognerà tenere presente nel caso dovessimo **pilotare** degli integrati TTL.

**Vcc** piedino 8

Questo piedino va collegato alla tensione **positiva** di alimentazione, che dovrà essere compresa tra un **minimo di 5 volt** ed un **massimo di 15 volt** per i normali NE.555 e tra un **minimo di 4,5 volt** ed un **massimo di 18 volt** per i **C/Mos**.

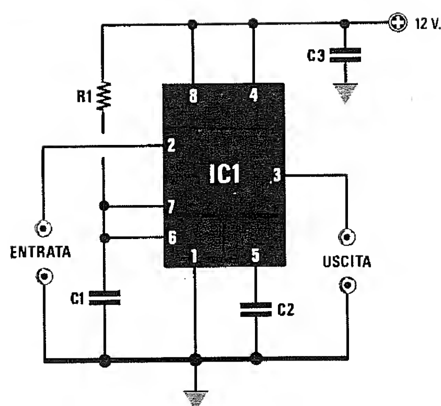
**VANTAGGI DEI C/MOS**

La versione C/Mos presenta dei vantaggi rispetto ai normali NE.555, sia come assorbimento che come corrente di trigger, velocità, ecc.

La tabella che qui riportiamo potrà servirvi per operare un confronto tra tali caratteristiche:

| | NE.555 | 555 C/Mos |
|---|---|---|
| **Tensione alim.** | **4,5 - 15 volt** | **3,0 - 18 volt** |
| **Assorb. a 5 volt** | **3 mA** | **500 microA** |
| **Assorb. a 15 volt** | **10 mA** | **800 microA** |
| **Corr. trigger** | **0,01 microA** | **10 picoA** |
| **Corr. soglia** | **0,1 microA** | **10 picoA** |
| **Tensione reset** | **0,5 volt** | **1,1 volt** |
| **Corrente reset** | **0,1 microA** | **10 picoA** |
| **Corrente uscita** | **100 milliA** | **150 milliA** |
| **Tempo salita** | **100 nanoS** | **20 nanoS** |
| **Tempo discesa** | **100 nanoS** | **15 nanoS** |
| **Max. freq.** | **500 KHz** | **1,8 megaH** |

## MULTIVIBRATORE MONOSTABILE (fig.3)




R1 = vedi formule
C1 = vedi formule
C2 = 10.000 pF poliestere
C3 = 100.000 pF poliestere
IC1 = NE555

Quello che vi presentiamo è un **monostabile** utilizzato principalmente per ottenere in uscita un impulso **positivo**, ogniqualvolta nel piedino **2** Trigger entrerà un impulso **negativo**.

Poichè la larghezza dell'impulso di uscita potrà essere variata a piacimento modificando **i** valori di **R1** e **C1**, questo circuito risulta molto valido per convertire degli impulsi di eccitazione **stretti** in impulsi di maggiore durata.

**Formula per ricavare T conoscendo R1 e C1**

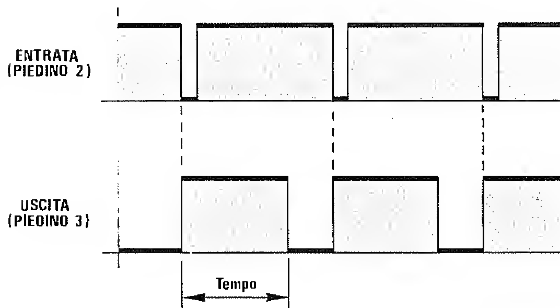
**microsec. = 0,0011 x Kiloohm x picoFarad**
**millisec. = 1,1 x Kiloohm x microFarad**
**secondi = 0,0011 x Kiloohm x microFarad**

**Formula per ricavare C1 conoscendo T e R1**

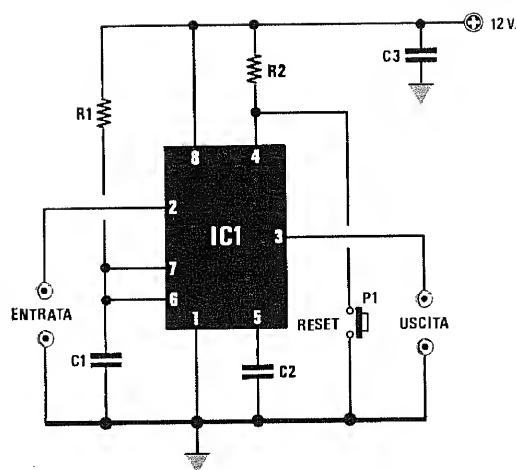
**picoFarad = microsec. : (0,0011 x Kiloohm)**
**microFarad = millisec. : (1,1 x Kiloohm)**
**microFarad = secondi : (0,0011 x Kiloohm)**

**Formula per ricavare R1 conoscendo T e C1**

**Kiloohm = microsec. : (0,0011 x picoFarad)**
**Kiloohm = millisec. : (1,1 x microFarad)**
**Kiloohm = secondi : (0,0011 x microFarad)**



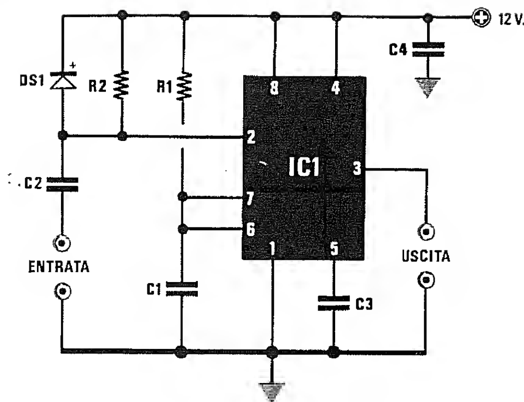

## MULTIVIBRATORE MONOSTABILE CON RESET (fig.4)




R1 = vedi formule riportate in fig.3
R2 = 10.000 ohm 1/4 watt
C1 = vedi formule riportate in fig.3
C2 = 10.000 pF poliestere
C3 = 100.000 pF poliestere
IC1 = NE555
P1 = pulsante

Per resettare questo multivibratore, sarà sufficiente applicare una resistenza tra il piedino 4 ed il positivo di alimentazione ed un pulsante come illustrato in figura.
**NOTA:** sul terminale di uscita 3 di un multivibratore monostabile si ottiene un impulso **positivo** ogniqualvolta sul piedino 2 risulta presente un impulso **negativo**.

## MULTIVIBRATORE MONOSTABILE INVERSO (fig.5)




**Formula per ricavare T conoscendo R1 e C1**

**microsec. = 0,0011x Kiloohm x picoFarad**
**millisec. = 1,1 x Kiloohm x microFarad**
**secondi = 0,0011x Kiloohm x microFarad**

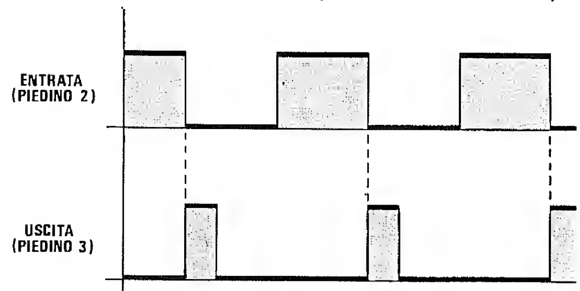
**Formula per ricavare C1 conoscendo T e R1**

**picoFarad = microsec.: (0,0011 x Kiloohm)**
**microFarad = millisec. : (1,1 x Kiloohm)**
**microFarad = secondi : (0,0011 x Kiloohm)**

**Formula per ricavare R1 conoscendo T e C1**

**Kiloohm = microsec. : (0,0011x picoFarad)**
**Kiloohm = millisec. : (1,1 x microFarad)**
**Kiloohm = secondi : (0,0011x microFarad)**

**R1 = vedi formule**
**R2 = 18.000 ohm 1/4 watt**
**C1 = vedi formule**
**C2 = 10.000 pF poliestere**
**C3 = 10.000 pF poliestere**
**C4 = 100.000 pF poliestere**
**DS1 = diodo 1N4150**
**IC1 = NE555**

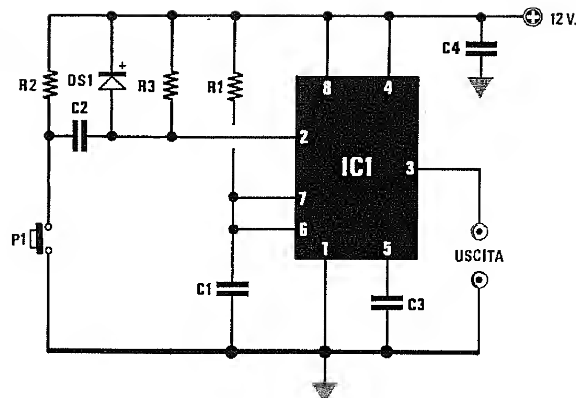



Se anzichè **allargare** gli impulsi come visibile in questo schema, li vorrete **restringere**, dovrete modificare lo schema come illustrato in fig.6.

Quando sul piedino **2** giungerà un'onda quadra, dal piedino **3** uscirà un'onda quadra il cui fronte di **salita** inizierà quando sul piedino d'ingresso **2** si presenterà il fronte di **discesa.**

La larghezza dell'impulso sul piedino di uscita potrà essere variata secondo le diverse esigenze, utilizzando le formule qui sopra riportate.

## MONOSTABILE ANTIRIMBALZO (fig.6)

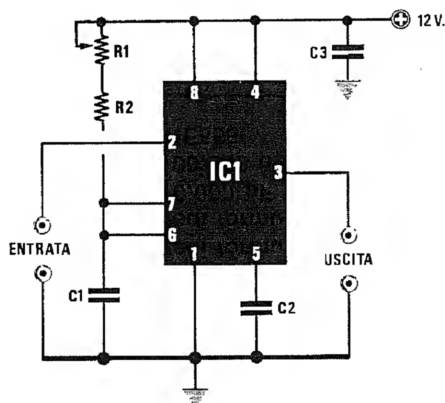



**R1 = 820.000 ohm 1/4 watt**
**R2 = 100.000 ohm 1/4 watt**
**R3 = 10.000 ohm 1/4 watt**
**C1 = 1 mF poliestere**
**C2 = 100.000 pF poliestere**
**C3 = 10.000 pF poliestere**
**C4 = 100.000 pF poliestere**
**DS1 = diodo 1N4150**
**IC1 = NE555**
**P1 = pulsante**

Per ottenere **1 solo impulso** premendo il pulsante P1, si potrà usare il circuito riprodotto qui accanto.

Anche in questo circuito è possibile modificare la larghezza degli impulsi in uscita, agendo sul valore della resistenza **R1** e su quello del condensatore **C1**.

## MULTIVIBRATORE REGOLABILE (fig.7)




**Formula per ricavare T conoscendo R1 e C1**

**microsec. = 0,0011x Kiloohm x picoFarad**
**millisec. = 1,1 x Kiloohm x microFarad**
**secondi = 0,0011x Kiloohm x microFarad**

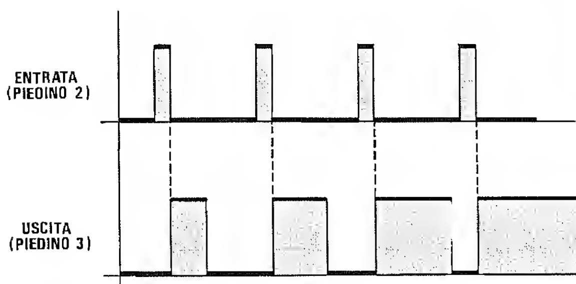
**Formula per ricavare C1 conoscendo T e R1**

**picoFarad = microsec.: (0,0011 x Kiloohm)**
**microFarad = millisec. : (1,1 x Kiloohm)**
**microFarad = secondi : (0,0011 x Kiloohm)**

**Formula per ricavare R1 conoscendo T e C1**

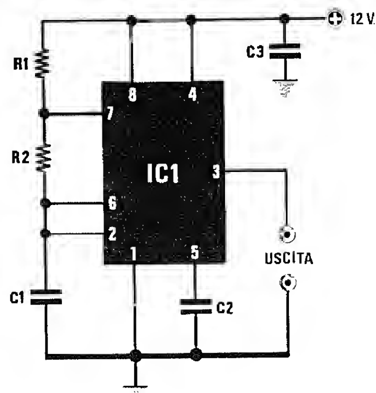
**Kiloohm = microsec. : (0,0011x picoFarad)**
**Kiloohm = millisec. : (1,1 x microFarad)**
**Kiloohm = secondi : (0,0011x microFarad)**

**R1 = vedi formule**
**R2 = 1.000 ohm 1/4 watt**
**C1 = vedi formule**
**C2 = 10.000 pF poliestere**
**C3 = 100.000 pF poliestere**
**IC1 = NE555**



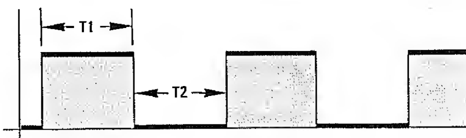

**MULTIVIBRATORE MONOSTABILE con possibilità di variare o di correggere la sua frequenza agendo sul trimmer R1.**

## MULTIVIBRATORE ASTABILE (fig.8)




**T1 millisec. = 0,693 × (R1 + R2) x C1**
**T2 millisec. = 0,693 x R2 x C1**
**Kilohertz = 1,44 : [(R1 + R2 + R2) x C1]**

il valore di **R1** è espresso in **Kiloohm**
il valore di **C1** è espresso in **microFarad**

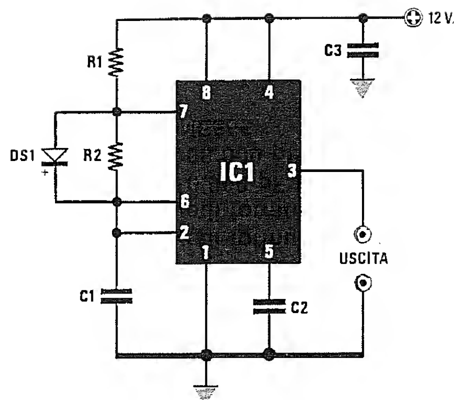



**R1 = vedi formule**
**R2 = vedi formule**
**C1 = vedi formule**
**C2 = 10.000 pF poliestere**
**C3 = 100.000 pF poliestere**
**IC1 = NE555**

Quando sui piedini **6-2** risulterà presente una tensione leggermente superiore ai **2/3** di quella di alimentazione, sul piedino d'uscita **3** otterremo un **livello logico 0**.

Quando sui piedini **6-2** sarà presente **1/3** della tensione di alimentazione, il piedino d'uscita **3** si porterà a **livello logico 1**.

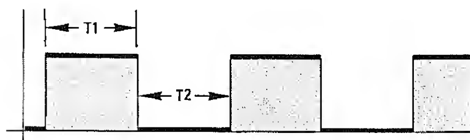
## MULTIVIBRATORE ASTABILE con DUTY-CYCLE MINORE DEL 50% (fig.9)




**R1 = vedi formule**
**R2 = vedi formule**
**C1 = vedi formule**
**C2 = 10.000 pF poliestere**
**C3 = 100.000 pF poliestere**
**DS1 = diodo 1N4150**
**IC1 = NE555**

**T1 millisec. = 0,693 × (R1 + R2 x C1)**
**T2 millisec. = 0,693 x R2 x C1**
**Kilohertz = 1,44 : [(R1 + R2 + R2) x C1]**

i valori di **R1-R2** sono espressi in **Kiloohm**
il valore di **C1** è espresso in **microFarad**

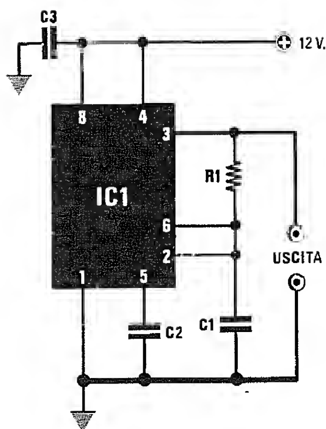



In questo circuito occorre scegliere per **R1** un valore ohmico notevolmente **inferiore** al valore di **R2**, per poter ottenere un tempo di carica all'incirca analogo al tempo di scarica.

Consigliamo comunque di non scendere mai per **R1** sotto a **1.000 ohm**, per limitare la corrente che scorrerà nel transistor presente all'interno dello NE.555 quando questo risulterà in conduzione.

**Nota =** Dobbiamo far presente che il tempo in millisecondi di T1 risulterà leggermente diverso da quello ricavato tramite la formula, perché la ricarica del condensatore C1 viene influenzata dal diodo **DS1**.

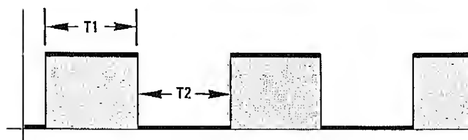
## MULTIVIBRATORE ASTABILE con DUTY-CYCLE AL 50% (fig.10)




**R1 = vedi formule**
**C1 = vedi formule**
**C2 = 10.000 pF poliestere**
**C3 = 100.000 pF poliestere**
**IC1 = NE555**

**T1 millisec. = (1,4 x R1 x C1) : 2**
**Kilohertz = 1 : (1,4 x R1 x C1)**

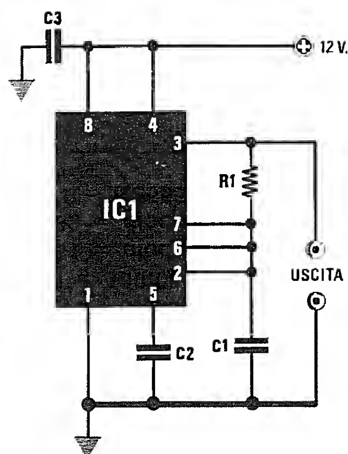
il valore di **R1** è espresso in **Kiloohm**
il valore di **C1** è espresso in **microFarad**




Schema di un multivibratore astabile idoneo a fornire un'onda quadra con duty-cycle del **50%.**

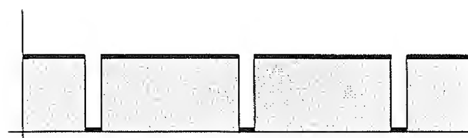
L'unico inconveniente di questo circuito è quello di non accettare sull'uscita dei carichi che assorbano correnti elevate.

## MULTIVIBRATORE ASTABILE con IMPULSI negativi STRETTI (fig.11)




**T1 millisec. = 0,693 × R1 × C1**

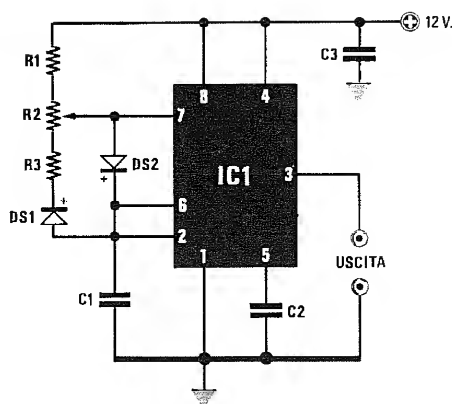
il valore di **R1** è espresso in **Kiloohm**
il valore di **C1** è espresso in **microFarad**



**R1 = vedi formula**
**C1 = vedi formula**
**C2 = 10.000 pF poliestere**
**C3 = 100.000 pF poliestere**
**IC1 = NE555**

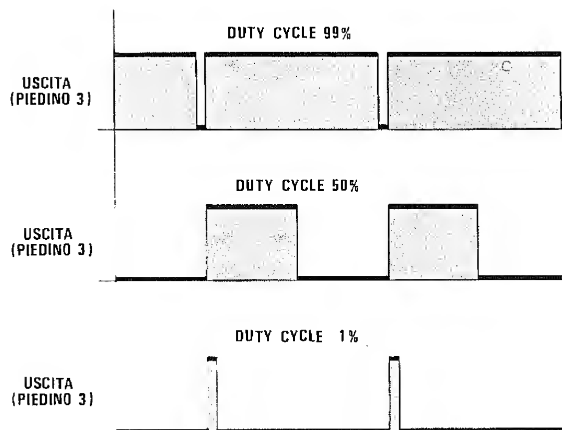
Collegando il **piedino 7** dell'integrato NE.555 ai **piedini 2-6** come visibile in figura, si riescono ad ottenere degli impulsi **negativi** molto stretti. Volendo ottenere degli impulsi negativi variabili in larghezza, consigliamo di utilizzare lo schema di fig.12 che vi permetterà di poterli allargare o restringere a vostro piacimento.

## ASTABILE con DUTY-CYCLE VARIABILE (fig.12)




**KHz = 1,44 : [(R1 + R2 + R3) x C1]**
**C1 = 1,44 : [(R1 + R2 + R3) x KHz]**

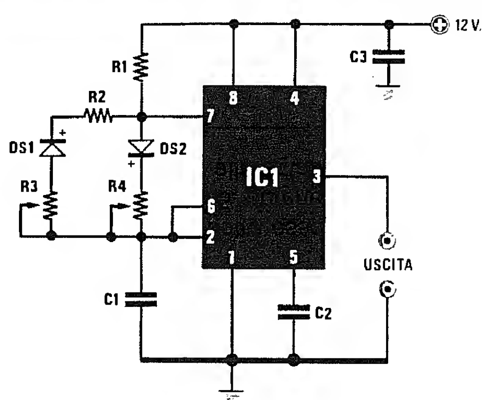
i valori di **R1-R2-R3** sono espressi in **Kiloohm**
il valore di **C1** è espresso in **microFarad**




**R1 = 2.200 ohm 1/4 watt**
**R2 = 220.000 ohm 1/4 watt**
**R3 = 2.200 ohm 1/4 watt**
**C1 = 10.000 pF poliestere**
**C2 = 10.000 pF poliestere**
**C3 = 100.000 pF poliestere**
**DS1 = diodo 1N4150**
**DS2 = diodo 1N4150**
**IC1 = NE555**

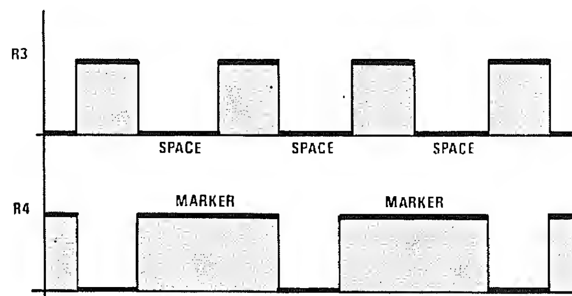
Questo schema consente di ottenere una frequenza costante e di variare il **duty-cycle** da un **1%** ad un **99%**, ruotando semplicemente il cursore del trimmer R2.

## ASTABILE VARIABILE di SPACE e MARKER (fig.13)




Space millisec. = 0,693 x (R2 + R3) x C1
Marker millisec. = 0,693 x (R4 + R1) x C1

i valori di **R1-R2-R3-R4** sono espressi in **Kiloohm**
il valore di **C1** è espresso in **microFarad**

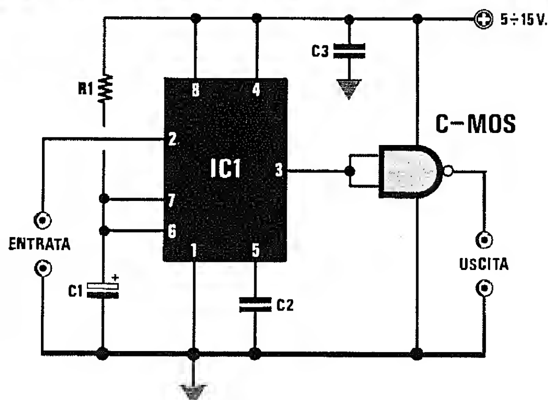



R1 = 1.000 ohm 1/4 watt
R2 = 1.000 ohm 1/4 watt
R3 = vedi formule
R4 = vedi formule
C1 = vedi formule
C2 = 10.000 pF poliestere
C3 = 100.000 pF poliestere
DS1 = diodo 1N4150
DS2 = diodo 1N4150
IC1 = NE555

Se vi occorre un astabile in cui sia possibile variare sia lo Space (**livello logico 0**) che il Marker (**livello logico 1**), vi consigliamo di utilizzare lo schema visibile in figura.

Ruotando il trimmer **R3**, potrete variare lo **Space** e, ruotanto il trimmer **R4**, il **Marker**.

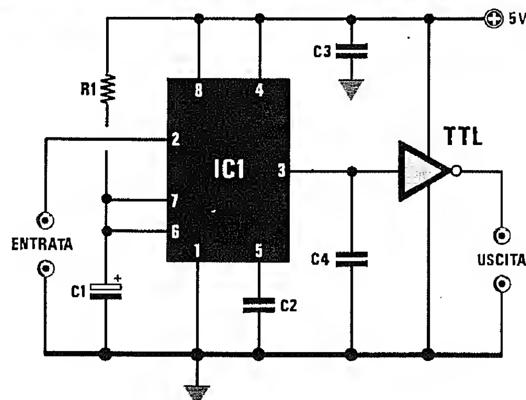
## PILOTAGGIO PORTE LOGICHE C-MOS (fig.14)




R1 = 100.000 ohm 1/4 watt
C1 = 10 mF elettr. 63 volt
C2 = 10.000 pF poliestere
C3 = 100.000 pF poliestere
IC1 = NE555

La porta C/Mos potrà essere collegata direttamente all'NE555, purchè venga usata le stessa tensione di alimentazione.

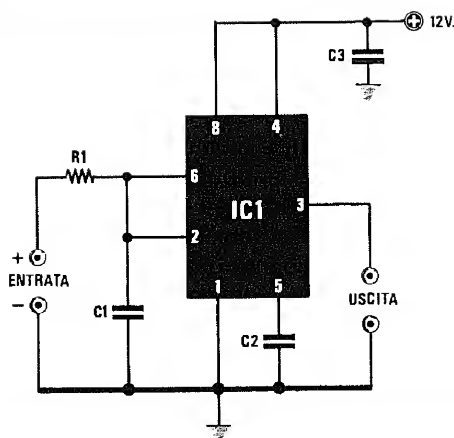
## PILOTAGGIO PORTE LOGICHE TTL (fig.15)




R1 = 100.000 ohm 1/4 watt
C1 = 10 mF elettr. 63 volt
C2 = 10.000 pF poliestere
C3 = 100.000 pF poliestere
C4 = 1.000 pF poliestere
IC1 = NE555

Per pilotare una porta TTL, è assolutamente necessario che l'NE.555 sia alimentato a **5 volt**.

## TRIGGER DI SCHMITT per CC (fig.16)




R1 = 2.700 ohm 1/4 watt
C1 = 10.000 pF poliestere
C2 = 10.000 pF poliestere
C3 = 100.000 pF poliestere
IC1 = NE555

Potrete utilizzare questo schema per tutte quelle applicazioni in cui sia necessario pilotare dei relè o un Triac in ON-OFF.

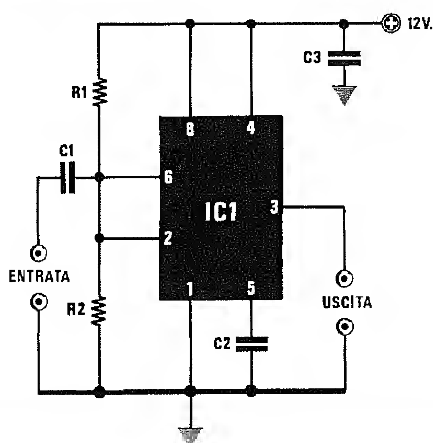
Come saprete, **ON** equivale ad un **livello logico 1** (massima tensione positiva) ed **OFF** equivale a **livello logico 0** (nessuna tensione), quindi sull'uscita del piedino 3 non si avranno mai dei valori di tensione intermedi.

Infatti, in molti progetti, come termostati, interruttori crepuscolari, carica batteria, ecc., se non si utilizzasse un circuito ON - OFF, un qualsiasi relè inizierebbe a **vibrare** ed un Triac funzionerebbe ad intermittenza.

In questo circuito, sul piedino d'uscita **3** sarà presente un **livello logico 1** fino a quando la tensione sui piedini di ingresso **2** e **6** non supererà il valore di **2/3** della tensione di alimentazione e solo quando lo supererà, l'uscita passerà bruscamente a **livello logico 0**.

Nel caso inverso, sull'uscita sarà presente un **livello logico 0** fino a quando la tensione sui piedini di ingresso **2** e **6** non scenderà sotto ad **1/3** della tensione di alimentazione e, solo quando la supererà, l'uscita passerà bruscamente a **livello logico 1**.

## TRIGGER DI SCHMITT per AC (fig.17)




R1 = 1 megaohm 1/4 watt
R2 = 1 megaohm 1/4 watt
C1 = 1 mF poliestere
C2 = 10.000 pF poliestere
C3 = 100.000 pF poliestere
IC1 = NE555

Schema di un trigger di Schmitt per tensioni **alternate**, che potrebbe risultare utile per **squadrare** onde sinusoidali o di forma indefinita.

Vi ricordiamo che l'uscita si porterà a **livello logico 0** solo quando la tensione sull'ingresso supererà i **2/3** della tensione di alimentazione dell'NE555 e si riporterà a **livello logico 1**, quando la tensione sul piedino di ingresso scenderà sotto ad **1/3** della tensione di alimentazione dell'NE555.

Se l'ampiezza massima della tensione alternata non raggiungesse i **7 volt**, sull'uscita vi ritrovereste sempre con un **livello logico 1**.

Se disponete di segnali BF la cui ampiezza non riesce a superare il valore di **5 volt**, potrete risolvere il problema alimentando l'integrato con una tensione di **6 volt**.

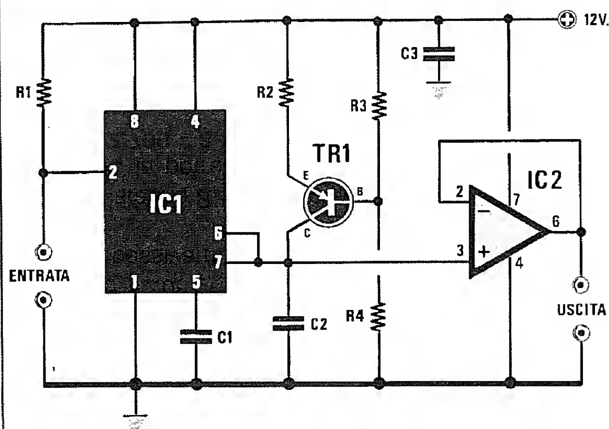
In queste condizioni, otterrete in uscita un **livello logico 0**, quando la tensione alternata supererà

6 x 2 : 3 = **4 volt**

ed un **livello logico 1**, quando la tensione scenderà a

6 x 1 : 3 = **2 volt**.

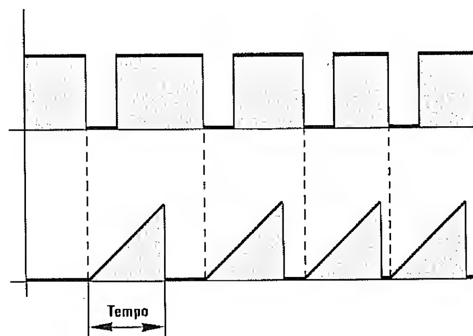
## GENERATORE DENTI DI SEGA controllato pilotato dal piedino 2 (fig.18)




Tempo in millisecondi = A : B
A = (Vcc x 0,667) x R2 x (R3 + R4) x C2
B = (R3 x Vcc) - (R3 + R4) x 0,6

I valori di **R2-R3-R4** sono espressi in **Kiloohm**
il valore di **C2** è espresso in **microFarad**

R1 = 10.000 ohm 1/4 watt
R2 = 2.700 ohm 1/4 watt
R3 = 47.000 ohm 1/4 watt
R4 = 100.000 ohm 1/4 watt
C1 = 10.000 pF poliestere
C2 = 10.000 pF poliestere
C3 = 100.000 pF poliestere
TR1 = PNP tipo BC328
IC1 = NE555
IC2 = TL081




Ogniqualvolta cortocircuiterete a massa il piedino 2, dai piedini 6-7 uscirà un segnale a **dente di sega** come quello visibile in figura.

Per ottenere in uscita un segnale a dente di sega a ciclo continuo, è necessario applicare sul piedino d'ingresso 2 un segnale ad **onda quadra** che abbia un **livello logico "0"**, che risulti inferiore ad 1/3 della tensione di alimentazione ed un **livello logico "1"**, che risulti maggiore di 2/3 della stessa tensione.

Il transistor PNP tipo BC.328, od altri equivalenti, collegato al suo Collettore tramite i piedini 6-7, viene utilizzato in questo schema per caricare a corrente costante il condensatore C2.

Il segnale a dente di sega presente sui piedini d'uscita 6-7 è sempre consigliabile applicarlo sul piedino **non invertente** di un operazionale con ingressi a fet, tipo TL.081 o altri similari, onde evitare di caricare eccessivamente l'uscita dell'NE.555.

La resistenza **R2** posta in serie all'Emettitore del transistor, la potrete scegliere da **1.500 - 1.800 - 2.200 - 2.700 - 3.300 - 3.900 ohm**.

Per calcolare il tempo dell'**onda a dente di sega**, potrete utilizzare la seguente formula:

**Tempo millisecondi = A : B**

Il valore di **A** si ottiene con questa formula:

**(Vcc x 0,667) x R2 x (R3 + R4) x C2**

Il valore di **B** si ottiene con questa seconda formula:

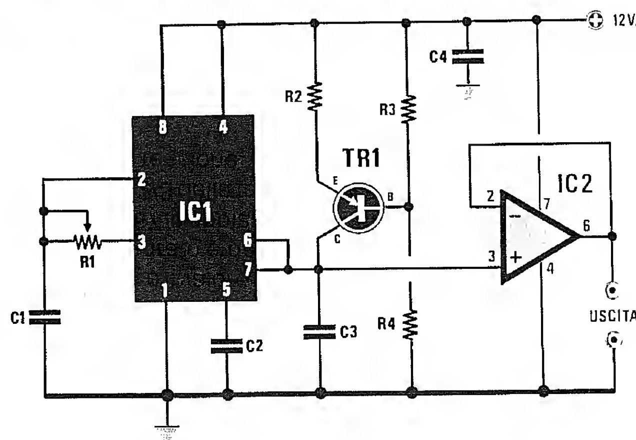
**(R3 x Vcc) - (R3 + R4) x 0,6**

Il simbolo **Vcc** è il valore della **tensione** di alimentazione dell'integrato e del transistor.

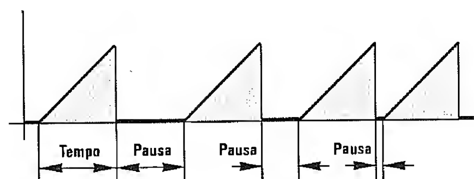
Il numero **0,667** lo abbiamo utilizzato per ottenere un valore pari a 2/3 della tensione di alimentazione, mentre **0,6** è la tensione VBE del transistor TR1.

**NOTA**: in questa formula il valore delle resistenze deve risultare espresso in **Kiloohm**, mentre quello del condensatore C2 in **microFarad**.

## GENERATORE A DENTI DI SEGA a ciclo continuo (fig.19)




R1 = vedi formule
R2 = 2.700 ohm 1/4 watt
R3 = 47.000 ohm 1/4 watt
R4 = 100.000 ohm 1/4 watt
C1 = vedi formule
C2 = 10.000 pF poliestere
C3 = 10.000 pF poliestere
C4 = 100.000 pF poliestere
TR1 = PNP tipo BC328
IC1 = NE555
IC2 = TL081




**Tempo in millisecondi = A : B**
**A = (Vcc x 0,667) x R2 x (R3 + R4) x C2**
**B = (R3 x Vcc) - (R3 + R4) x 0,6**
**Pausa millisec. = 0,693 x (R1 x C1)**

i valori di **R1-R2-R3-R4** sono espressi in **Kiloohm**
i valori di **C1-C2** sono espressi in **microFarad**

A quanti desiderassero un generatore a denti di sega a ciclo continuo, cioè che non richieda nessun impulso di controllo sul piedino 2, consigliamo lo schema riprodotto in figura.

Per calcolare il **tempo**, dovrete ricorrere alla stessa formula utilizzata per lo schema del generatore a denti di sega controllato, cioè:

**Tempo in millisecondi = A : B**

Il valore di **A** si ottiene con questa formula:

**(Vcc x 0,667) x R2 x (R3 + R4) x C2**

Il valore di **B** si ottiene con questa seconda formula:

**(R3 x Vcc) - (R3 + R4) x 0,6**

Il simbolo **Vcc** è il valore della **tensione** di alimentazione dell'integrato e del transistor.

Il numero **0,667** lo abbiamo utilizzato per ottenere un valore pari a 2/3 della tensione di alimentazione, mentre **0,6** è la tensione VBE del transistor TR1.

Il trimmer **R1** posto tra i piedini 3-2, vi permetterà di allargare o restringere il tempo di **pausa** tra un'onda e l'altra.

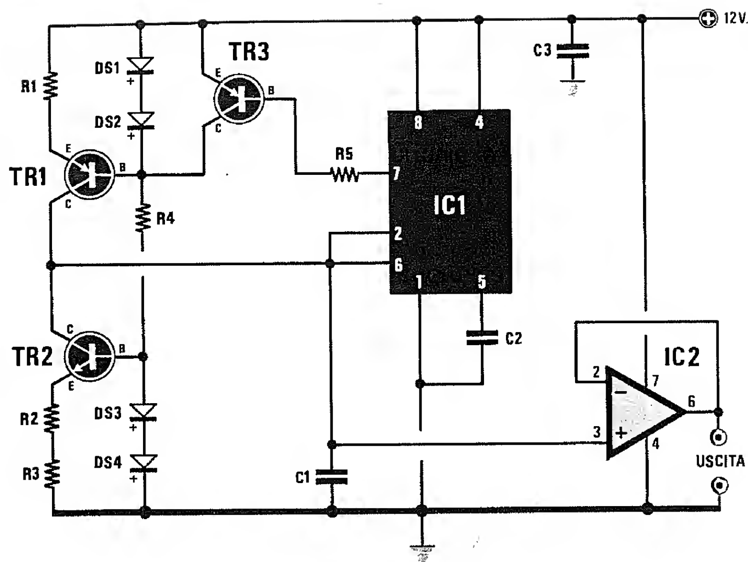
I valori di R1 e C1 andranno scelti in modo da non scendere mai sotto agli **0,01 millisecondi** e, per ricavare questo dato, potrete utilizzare questa semplice formula:

**Pausa millisec. = 0,693 x (R1 x C1)**

Vi rammentiamo che tutti i valori delle resistenze debbono essere espressi in **Kiloohm**, mentre quelli dei condensatori in **microFarad**.

In questo circuito i valori del condensatore **C1** e della resistenza **R1** determinano il tempo di **pausa**, cioè la distanza che separa un'onda triangolare dalla successiva (vedi grafico in alto). Se disponete di un oscilloscopio, vi consigliamo di applicare in sostituzione della resistenza **R1**, un trimmer da **100.000 ohm**, inserendo poi per il condensatore **C1** dei valori da **1.000 - 2.200 - 4.700 - 8.200 - 10.000 pF**. Ruotando il trimmer **R1** controllerete con quale capacità e con quale valore ohmico si ottiene il valore di **pausa** richiesto.

## GENERATORE DI ONDE TRIANGOLARI (fig.20)




R1 = vedi formule
R2 = R1
R3 = R1
R4 = 680 ohm 1/4 watt
R5 = 22.000 ohm 1/4 watt
C1 = vedi formule
C2 = 10.000 pF poliestere
C3 = 100.000 pF poliestere
DS1-DS4 = diodi 1N4150
TR1 = PNP tipo BC328
TR2 = NPN tipo BC237
TR3 = PNP tipo BC328
IC1 = NE555
IC2 = TL081

Per generare delle **onde triangolari**, ben diverse da quelle a denti di sega, lo schema diventa un pò più complesso, perchè all'integrato NE.555 si dovranno aggiungere tre transistor (1 NPN e 2 PNP) e sul segnale di uscita un amplificatore con ingresso a fet tipo TL081 o similare per non sovraccaricare l'NE555.

Questo schema vi permetterà di allargare o di restringere il tempo di discesa dell'onda triangolare, aumentando o riducendo il solo valore della resistenza **R2**.

Per ottenere un'onda triangolare perfettamente **simmetrica**, è assolutamente necessario che le tre resistenze **R1-R2-R3** risultino di **identico valore.**

In questo circuito il transistor TR1 provvede a generare il fronte ascendente **T1**, mentre il transistor TR2 il fronte discendente **T2**.

Il terzo transistor TR3 serve per "bloccare" il funzionamento del transistor TR1, quando ha inizio la fase discendente dell'onda triangolare.

Per conoscere il **tempo** (T1 + T2) dell'onda triangolare in **millisecondi**, potrete usare la seguente formula:

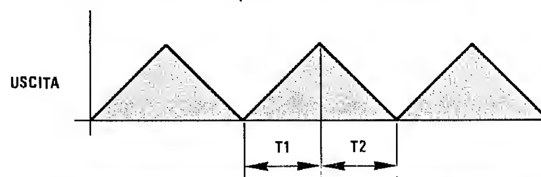
**T millisec. = (Vcc x 0,334 x C1 x R1) : 0,3**

Per conoscere la frequenza in **Hertz** dell'onda triangolare, potrete utilizzare questa formula:

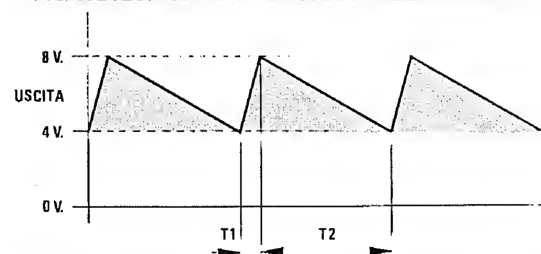
**Hz = 1.000 : T in millisecondi**

Il valore **Vcc** presente in questa formula, è quello di alimentazione.

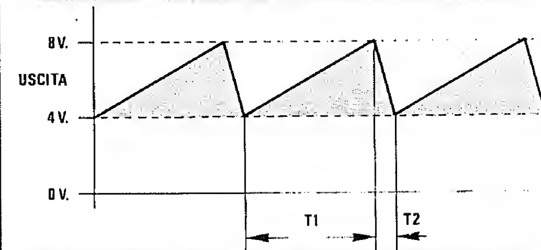
**T millisec. = (Vcc x 0,334 x C1 x R1) : 0,3**
**Hz = 1.000 : T in millisecondi**
il valore di **R1** è espresso in **Kiloohm**
il valore di **C1** è espresso in **microFarad**




**R1-R2-R3 = di identico valore**

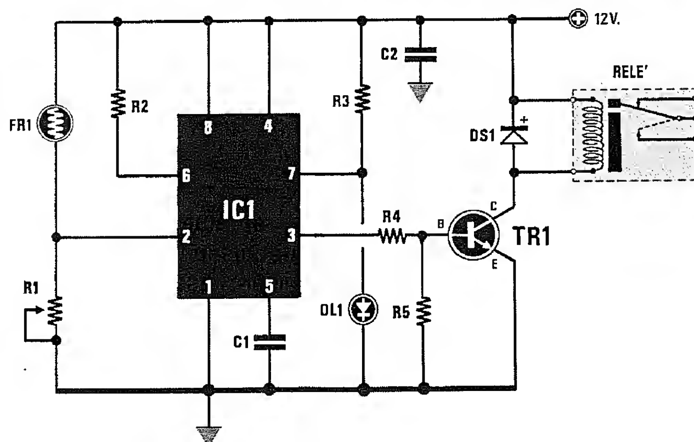



**R2 = maggiore di R1-R3**




**R2 = minore di R1-R3**

## INTERRUTTORE CREPUSCOLARE = il RELÈ si eccita al BUIO (fig.21)




R1 = 1 megaohm trimmer
R2 = 4.700 ohm 1/4 watt
R3 = 680 ohm 1/4 watt
R4 = 4.700 ohm 1/4 watt
R5 = 10.000 ohm 1/4 watt
FR1 = fotoresistenza
C1 = 10.000 pF poliestere
C2 = 100.000 pF poliestere
DS1 = diodo 1N4007
DL1 = diodo led
TR1 = NPN tipo BC237
IC1 = NE555
RELÈ = relè 12 V. 1 scambio

Più aumenta il buio, più la fotoresistenza **aumenterà** il suo valore ohmico e, conseguentemente, la tensione sul piedino 2 **si abbasserà**.

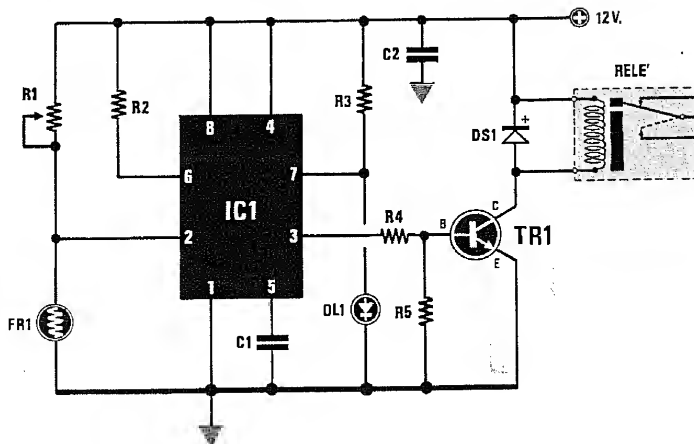
Quando questa tensione scenderà sotto ad **1/3** della tensione di alimentazione, il relè si **ecciterà**.

Il diodo led DL1 collegato al piedino 7, in questa condizione **si accenderà**, confermandovi così che il relè si è eccitato.

Il trimmer **R1** collegato tra il piedino **2** dello NE.555 e la massa, vi servirà per determinare a quale intensità di oscurità desiderate che **il** relè si ecciti. Questo circuito viene utilizzato per accendere automaticamente delle luci dopo il tramonto.

## INTERRUTTORE CREPUSCOLARE = il RELÈ si eccita alla LUCE (fig.22)

R1 = 1 megaohm trimmer
R2 = 4.700 ohm 1/4 watt
R3 = 680 ohm 1/4 watt
R4 = 4.700 ohm 1/4 watt
R5 = 10.000 ohm 1/4 watt
FR1 = fotoresistenza
C1 = 10.000 pF poliestere
C2 = 100.000 pF poliestere
DS1 = diodo 1N4007
DL1 = diodo led
TR1 = NPN tipo BC237
IC1 = NE555
RELÈ = relè 12 volt 1 scambio



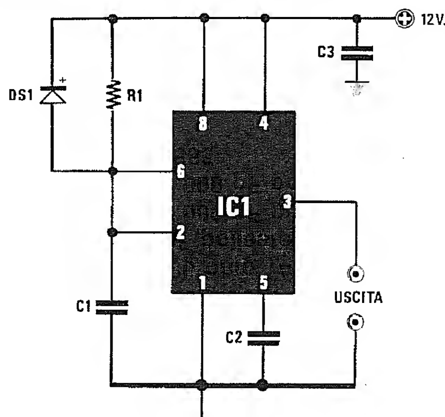

Più aumenterà la **luce**, più la fotoresistenza **ridurrà** il suo valore ohmico e, conseguentemente, la tensione sul piedino 2 si **abbasserà**.

Quando questa tensione scenderà di 1/3 rispetto a quella di alimentazione, il relè si **ecciterà** immediatamente.

Il diodo led DL1 collegato al piedino 7 di IC1, in questa condizione **si spegnerà**, confermandovi così che il relè si è eccitato.

Il trimmer R1 posto tra il piedino 2 e il positivo regola la sensibilità, cioè stabilisce a quale intensità di "**luce**" il relè si deve eccitare.

## RESET DI ACCENSIONE (fig.23)




**R1 = 100.000 ohm 1/4 watt**
**C1 = 1 mF poliestere**
**C2 = 10.000 pF poliestere**
**C3 = 100.000 pF poliestere**
**DS1 = diodo 1N4150**
**IC1 = NE555**

Questo "Reset" di accensione risulta utilissimo in tutti quei circuiti in cui si richieda un **azzeramento automatico** di contatori, frequenzimetri digitali, contapezzi, cronometri, contasecondi, ecc., al momento dell'accensione.

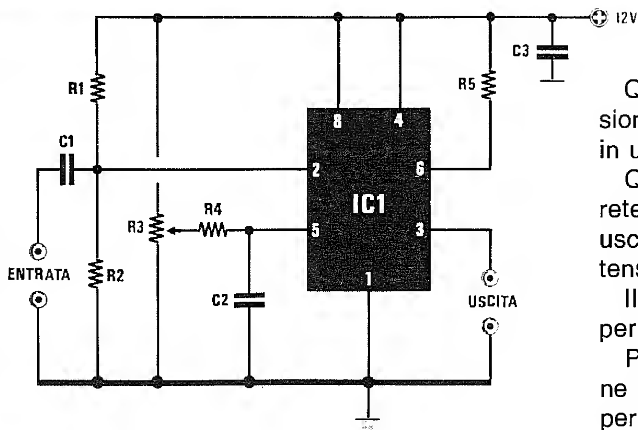
Ogniqualvolta si alimenta una qualsiasi apparecchiatura, il condensatore C1 applicato tra il piedino 2 e la massa, risultando scarico, farà sì che sul piedino di uscita 3 risulti presente un **livello logico 1**, pari alla metà della tensione di alimentazione.

Tramite la resistenza **R1**, il condensatore lentamente si caricherà e quando ai suoi capi risulterà presente una tensione pari a **2/3** di quella di alimentazione, automaticamente l'uscita (piedino 3) dal **livello logico 1** si convertirà in un **livello logico 0** e rimarrà in tale condizione fino a quando il circuito non verrà spento.

Il diodo DS1 applicato in parallelo alla resistenza R1, provvederà a scaricare rapidamente C1 ogniqualvolta verrà tolta tensione al circuito.

Il tempo può essere allungato o ridotto modificando il valore di capacità del condensatore **C1** o della resistenza **R1**.

## COMPARATORE IN AC A SOGLIA VARIABILE (fig.24)




**R1 = 100.000 ohm 1/4 watt**
**R2 = 100.000 ohm 1/4 watt**
**R3 = 15.000 ohm trimmer**
**R4 = 180 ohm 1/4 watt**
**R5 = 4.700 ohm 1/4 watt**
**C1 = 1 mF poliestere**
**C2 = 100.000 pF poliestere**
**C3 = 100.000 pF poliestere**
**IC1 = NE555**

Questo circuito serve per trasformare una tensione alternata o un segnale sinusoidale di BF in un'onda quadra.

Quando sulle boccole "Entrata" non applicherete alcuna tensione alternata, sulle boccole di uscita sarà presente un **livello logico 0**, cioè tensione "zero".

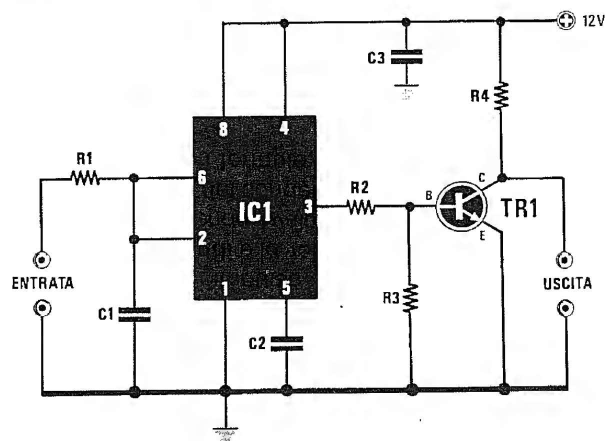
Il trimmer R3 presente in questo circuito, vi permetterà di variare il livello di soglia.

Per tensioni alternate minori di 6 volt, conviene ruotare il cursore verso il **positivo**, mentre per tensioni alternate maggiori di 6 volt, conviene ruotare il cursore verso **massa.**

Come noterete, quando la tensione scenderà sotto al livello di soglia prefissato dal trimmer R3, in uscita vi ritroverete un **livello logico 1**, mentre quando la tensione supererà il livello di soglia, in uscita vi ritroverete un **livello logico 0**.

Questo circuito viene anche utilizzato per squadrare e pulire un segnale captato da un fotodiodo per telecomando, o da una capsula ultrasonica.

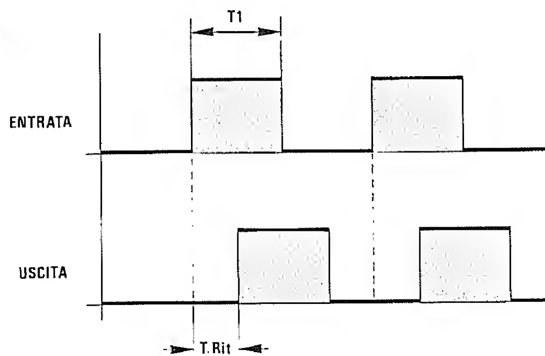
## RITARDATORE DI IMPULSI (fig.25)




**Millisec. = 1,1 x R1 x C1**
**C1 = millisec. : (1,1 x R1)**
**R1 = millisec. : (1,1 x C1)**

**Sec = 0,001 x R1 x C1**
**C1 = sec : (0,001 x R1)**
**R1 = sec : (0,001 x C1)**

il valore di **R1** è espresso in **Kiloohm**
il valore di **C1** è espresso in **microFarad**




**R1 = 10.000 ohm 1/4 watt**
**R2 = 4.700 ohm 1/4 watt**
**R3 = 10.000 ohm 1/4 watt**
**R4 = 10.000 ohm 1/4 watt**
**C1 = vedi formule**
**C2 = 10.000 pF poliestere**
**C3 = 100.000 pF poliestere**
**TR1 = NPN tipo BC237**
**IC1 = NE555**

Questo circuito viene utilizzato per prelevare in uscita un impulso positivo **ritardato** rispetto a quello applicato sull'ingresso.

Quando sul piedino d'ingresso 2 giungerà un impulso positivo (**livello logico 1**), il condensatore C1 lentamente si caricherà ed in questo lasso di tempo il piedino d'uscita 3, trovandosi a **livello logico 1**, porterà in conduzione il transistor TR1; pertanto, sul terminale d'uscita, cioè sul Collettore, risulterà presente un **livello logico 0.**

A condensatore **carico**, il piedino d'uscita 3 si porterà a **livello logico 0** ed in questa condizione il transistor TR1 risulterà interdetto; sul terminale d'uscita sarà presente perciò un **livello logico 1** ritardato rispetto a quello d'entrata.

Quando l'onda quadra applicata sull'ingresso si porterà a **livello logico 0**, il condensatore **C1** si scaricherà tramite la **R1** e, a condensatore scarico, sul piedino d'uscita 3 sarà presente nuovamente un **livello logico 1** che, portando in conduzione il transistor TR1, commuterà la sua uscita dal livello logico 1 al **livello logico 0.**

**Esempio** = se l'impulso d'ingresso T1 risultasse di **10 millisecondi** e lo voleste ritardare di **4 millisecondi**, conoscendo il valore della **R1** potrete calcolare la capacità del condensatore **C1** utilizzando una delle seguenti formule:

**C1 microF = secondi : (0,001 x R1 Kiloohm)**
**C1 microF = millisec : (1,1 x R1 Kiloohm)**

Se conoscete il valore di **C1**, potrete ricavare il valore di **R1** utilizzando le formule inverse:

**R1 Kiloohm = secondi : (0,0011 x C1 mF)**
**R1 Kiloohm = millisec : (1,1 x C1 mF)**

Ammesso che abbiate scelto per R1 un valore di **10 Kiloohm**, per ottenere un ritardo di **4 millisecondi** dovrete utilizzare una capacità di:

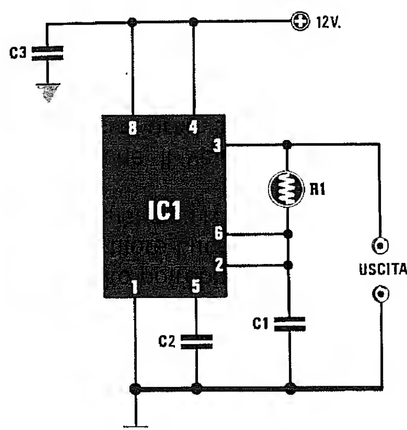
**4 : (1,1 x 10) = 0,3636 microFarad**

Poichè questo valore non è standard, potrete usare un condensatore da **0,33 mF.**

Anzichè adottare per R1 una resistenza di valore fisso, in sua sostituzione potrete utilizzare un **trimmer** e, in tal modo, potrete anche modificare a vostro piacimento il tempo di ritardo.

Facciamo presente che il segnale ad onda quadra da applicare sull'ingresso, dovrà avere un'ampiezza che non risulti **mai inferiore** ai 2/3 di quella di alimentazione, diversamente il circuito non funzionerà.

## CONVERTITORE TEMPERATURA/FREQUENZA - LUCE/FREQUENZA (fig.26)




**Schema elettrico di un convertitore Temperatura/Frequenza che utilizza una resistenza NTC o una fotoresistenza.**

**R1 = NTC o fotoresistenza (vedi formule)**
**C1 = vedi formule**
**C2 = 10.000 pF poliestere**
**C3 = 100.000 pF poliestere**
**IC1 = NE555**

**Kilohertz = 1 : (1,4 x R1 x C1)**
**C1 microF = 1 : (1,4 x R1 x KHz)**

il valore di **R1** è espresso in **Kiloohm**
il valore di **C1** è espresso in **microFarad**

Per realizzare un semplice convertitore **Temperatura/Frequenza**, sarà sufficiente applicare tra i piedini 6-2 ed il piedino di uscita **3**, una resistenza **NTC** di valore appropriato.

Questo circuito potrebbe risultare molto utile per leggere su un **frequenzimetro digitale**, un numero che aumenterà all'aumentare della temperatura.

Poichè la frequenza risulterà proporzionale al valore della NTC e del condensatore **C1**, una volta conosciuto il valore ohmico della resistenza NTC a **20-25 gradi**, potrete calcolare quale capacità utilizzare per ottenere in uscita una determinata frequenza, oppure, conoscendo la capacità del condensatore, ricavare il valore di frequenza utilizzando le seguenti formule:

**Kilohertz = 1 : (1,4 x R1 x C1)**
**C1 microF. = 1 : (1,4 x R1 x KHz)**

In questo caso, la capacità del condensatore C1 andrà calcolata in rapporto alla intensità di luce alla quale lavorerà la fotoresistenza.

Infatti, con bassissima luce, la fotoresistenza indicata **R1** assumerà dei valori ohmici elevati, mentre con luci molto forti, la sua resistenza scenderà a poche centinaia di ohm.

Questo circuito potrebbe anche essere utilizzato come convertitore Luce/Frequenza, se in sostituzione della resistenza NTC venisse utilizzata una **fotoresistenza.**

Ricordiamo che il valore di **C1** deve essere espresso in **microFarad**, mentre il valore della **NTC** in **Kiloohm** e quello della frequenza in **Kilohertz**.

**Esempio** = se, avendo inserito in questo circuito una NTC da **4,7 Kiloohm**, con questo valore si desidera ottenere in uscita una frequenza di **25 KHz** e conoscere quale capacità scegliere per **C1**, si dovrà eseguire questa semplice operazione:

**1 : (1,4 x 4,7 x 25) = 0,006 microFarad**

che corrisponderebbe ad una capacità di **0,006 x 1.000.000 = 6.000 picoFarad.**

Poichè questo valore non è standard, si potrà utilizzare un valore di **5.600 - 6.800 pF.**

Ammesso che si inserisca una capacità di **6.800 pF**, equivalenti a **0,0068 microFarad**, in uscita si otterrà questa frequenza:

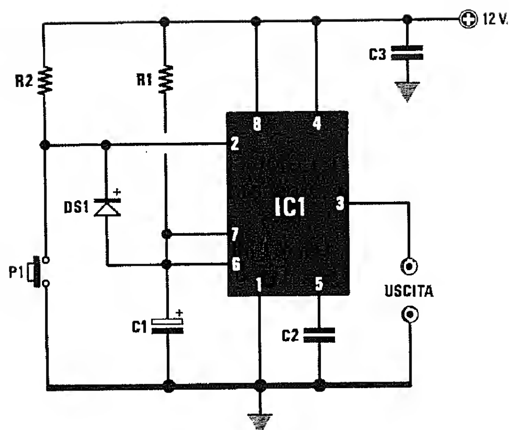
**1 : (1,4 x 4,7 x 0,0068) = 22,3 Kilohertz**

Variando la temperatura in più o in meno, varierà la frequenza.

Poichè una fotoresistenza presenta al **buio** un valore di circa **1 megaohm** e in presenza di una luce intensa qualche **centinaia** di **ohm**, è intuitivo che questo componente potrà essere usato soltanto in quei casi in cui le variazioni di luce non sono molto ampie. Utilizzando ad esempio una capacità di **1 nanoFarad**, otterrete al **buio** una frequenza di circa **700 Hz**, mentre in presenza di luce si dovrebbero raggiungere **i 7 megaHertz**, cioè una frequenza che l'NE.555 non riuscirà mai a generare.

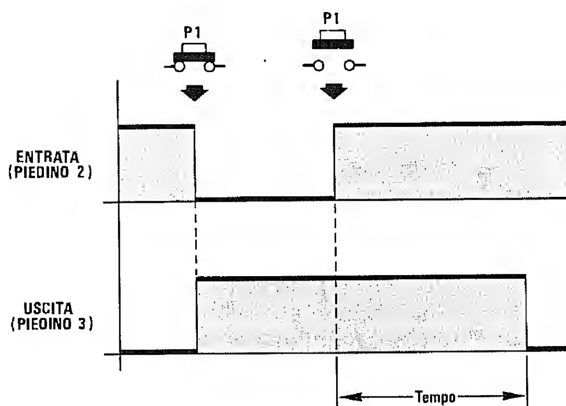
Utilizzando una capacità di **470 nanoFarad**, in presenza di una luce intensa otterrete una frequenza di circa **15.000 Hz** ed al buio una frequenza di soli **1,5 Hz**.

## MONOSTABILE con uscita RITARDATA (fig.27)




millisecondi = 1,1 x R1 x C1
secondi = 0,0011 x R1 x C1
R1 Kiloohm = secondi : (0,0011 x C1)

il valore di **R1** è espresso in **Kiloohm**
il valore di **C1** è espresso in **microFarad**




R1 = vedi formule
R2 = 10.000 ohm 1/4 watt
C1 = vedi formule
C2 = 10.000 pF poliestere
C3 = 100.000 pF poliestere
DS1 = diodo 1N4150
IC1 = NE555
P1 = pulsante

Premendo il pulsante P1 applicato sull'ingresso di questo **monostabile**, l'**uscita** che in condizioni normali si trova a **livello logico 0**, si porterà immediatamente a **livello logico 1**.

Fintanto che terrete premuto il pulsante, la condizione sull'uscita rimarrà a **livello logico 1** e, quando lo lascerete, l'uscita si riporterà a **livello logico 0**, con un **ritardo** che potrete prefissare modificando i valori di R1-C1.

Ogniqualvolta premerete il pulsante, cortocircuiterete verso massa il piedino 2 dell'integrato e, tramite il diodo DS1, scaricherete il condensatore elettrolitico C1 applicato tra i piedini 6-7 e la massa.

Con l'ingresso cortocircuitato verso massa, in uscita otterrete un **livello logico 1**, cioè una tensione positiva pari a quella di alimentazione.

Rilasciando il pulsante, l'uscita si riporterà a **livello logico 0** solo quando il condensatore C1 si sarà **ricaricato**.

Il tempo necessario al condensatore C1 per caricarsi, si può ricavare da queste due formule:

**Millisecondi = 1,1 x R1 x C1**
**Secondi = 0,0011 x R1 x C1**

il valore di **R1** è espresso in **Kiloohm**
il valore del condensatore **C1** in **microFarad**.

**Esempio** = Ammettendo di aver utilizzato **47 Kiloohm** per R1 e **10 microFarad** per C1, l'uscita si riporterà a **livello logico 0** dopo un tempo di:

**1,1 x 47 x 10 = 517 millisecondi**

Per ottenere dei tempi ben definiti, conviene sempre scegliere un valore di capacità **standard** in microFarad e calcolare il valore della **R1 in Kiloohm** utilizzando la formula:

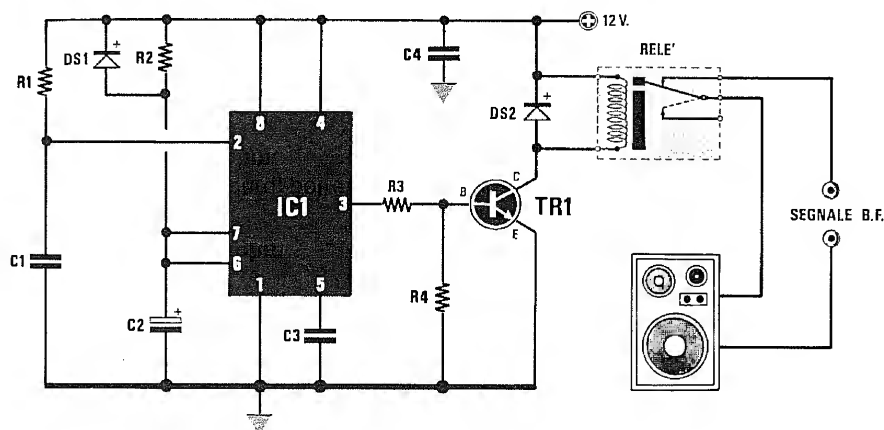
**R1 = secondi : (0,0011 x C1)**

**Esempio** = Ammettendo di avere un condensatore da **470 microFarad** e di volere ottenere un ritardo di **60 secondi**, si dovrà scegliere per **R1** un valore di:

**60 : (0,0011 x 470) = 116 Kiloohm**

Per ottenere dei tempi molto **precisi**, consigliamo di utilizzare in sostituzione della resistenza R1, un trimmer da **220.000 ohm**, regolandolo poi sperimentalmente in modo da compensare la tolleranza del condensatore. Il trimmer è assolutamente necessario quando si usano dei condensatori **elettrolitici**, perchè questi hanno delle tolleranze che possono raggiungere anche il **40%**, quindi una capacità dichiarata da **470 microFarad** in pratica può risultare da **300 microFarad** oppure da **600 microFarad**.

## ANTI-BUMP per CASSE ACUSTICHE (fig.28)




R1 = 10.000 ohm 1/4 watt
R2 = vedi formula
R3 = 4.700 ohm 1/4 watt
R4 = 10.000 ohm 1/4 watt
C1 = 100.000 pF poliestere
C2 = vedi formula
C3 = 10.000 pF poliestere
C4 = 100.000 pF poliestere
DS1 = diodo 1N4150
DS2 = diodo 1N4007
TR1 = NPN tipo BC237
IC1 = NE555
RELÈ = relè 12 volt 1 scambio

**C2 = secondi : (0,0011 × R2)**
**R2 = secondi : (0,0011 x C2)**
**secondi = 0,0011 x R2 x C2**

il valore di **R2** è espresso in **Kiloohm**
il valore di **C2** è espresso in **microFarad**

Per evitare quel fastidioso "bump" udibile nelle casse acustiche quando si accende un amplificatore HI-FI, potrete utilizzare questo circuito, che provvederà a collegare le casse acustiche alle uscite dello stadio finale in **ritardo**, cioè quando tutti i condensatori elettrolitici si saranno già caricati.

Il ritardo dipende dai valori di R2 e C2, quindi se per **C2** volete utilizzare una capacità di **47 microFarad** per ottenere un ritardo di **5 secondi** potreste calcolare il valore della resistenza **R2** utilizzando la seguente formula:

**R2 = secondi : (0,0011 x C2)**

Pertanto, il valore richiesto per R2 sarà di:

**5 : (0,0011 x 47) = 96,71 Kiloohm**

Poichè questo valore non è standard, potrete utilizzare una resistenza da **100.000 ohm.**

Per conoscere dopo quanti **secondi** si ecciterà il relè con i valori di **100 Kiloohm** e di **47 microFarad**, dovrete utilizzare la formula:

**secondi = 0,0011 x R2 x C2**

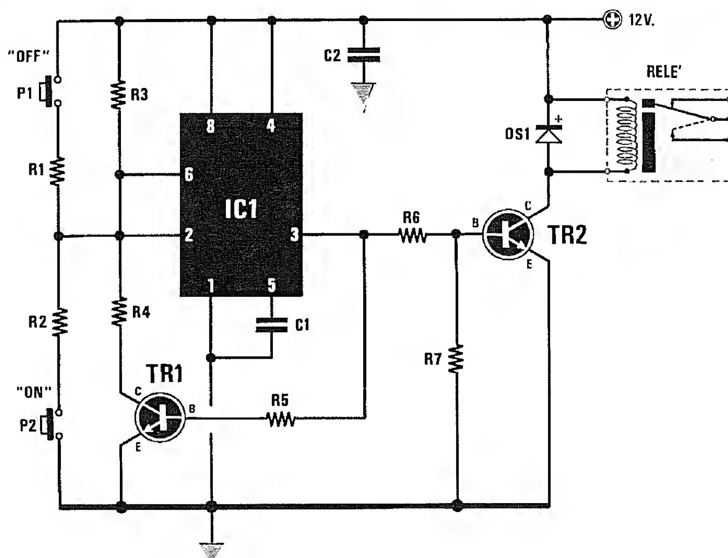
quindi otterrete un tempo di:

**0,0011 x 100 x 47 = 5,17 secondi**

Il diodo DS1 posto in parallelo alla resistenza R2 serve a scaricare rapidamente il condensatore C2 ogniqualvolta si spegnerà l'amplificatore, in modo da garantire sempre lo stesso ritardo nell'inserimento degli altoparlanti, nell'eventualità in cui l'amplificatore venisse spento e subito riacceso.

Il circuito richiede per la sua alimentazione una tensione di **12 volt**, quindi se il vostro amplificatore funziona con tensioni notevolmente più elevate, ad esempio di 30-40-50 volt, vi converrà realizzare un piccolo alimentatore separato.

## FLIP/FLOP tipo SET/RESET (fig.29)




R1 = 1.000 ohm 1/4 watt
R2 = 1.000 ohm 1/4 watt
R3 = 100.000 ohm 1/4 watt
R4 = 10.000 ohm 1/4 watt
R5 = 100.000 ohm 1/4 watt
R6 = 4.700 ohm 1/4 watt
R7 = 10.000 ohm 1/4 watt
C1 = 10.000 pF poliestere
C2 = 100.000 pF poliestere
DS1 = diodo 1N4007
TR1 = NPN tipo BC237
TR2 = NPN tipo BC237
IC1 = NE555
P1 = pulsante
P2 = pulsante
RELÈ = relè 12 volt 1 scambio

Questo circuito vi permetterà di eccitare o di diseccitare un relè, premendo per un brevissimo istante il pulsante **ON** o **OFF**.

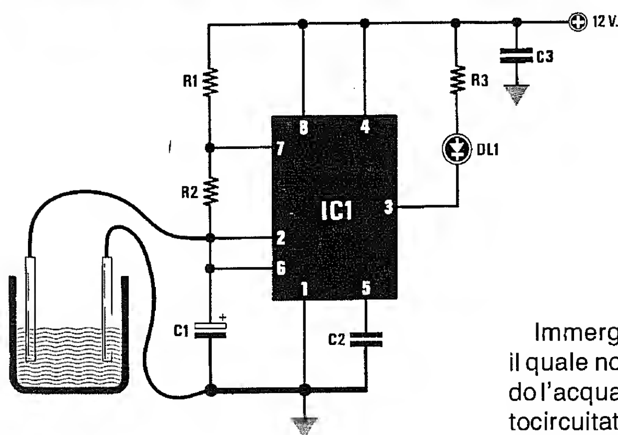
Ogniqualvolta fornirete tensione al circuito, il relè risulterà **diseccitato**, mancando sul piedino d'uscita 3 una tensione positiva utile a portare in conduzione il transistor TR2.

Premendo il pulsante **ON**, cortocircuiterete verso massa i piedini 2-6 dell'NE555 e, così facendo, sul piedino d'uscita 3 vi ritroverete con un **livello logico 1** che, polarizzando la Base del transistor TR2, **ecciterà** il relè.

Anche il transistor TR1 collegato con la sua Base al piedino d'uscita 3, si porterà in conduzione e, conseguentemente, il suo Collettore **forzerà** a **livello logico 0 i** piedini 2-6 dell'NE555; pertanto, anche quando lascerete il pulsante **ON**, questi due piedini rimarranno sempre a **livello logico 0**.

Premendo il pulsante **OFF**, cortocircuiterete verso il positivo **i** piedini 2-6 e, così facendo, sul piedino d'uscita 3 vi ritroverete con un **livello logico 0** che, togliendo la tensione di polarizzazione dalla Base del transistor TR2, **disecciterà** il relè.

## INDICATORE di LIVELLO ACQUA (fig.30)

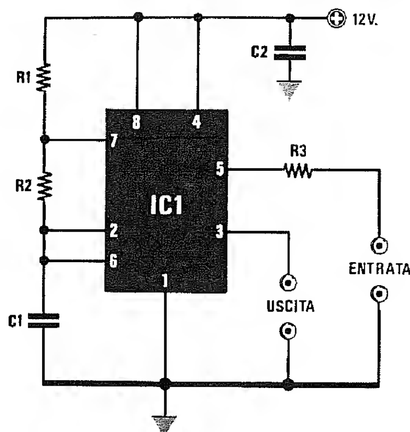


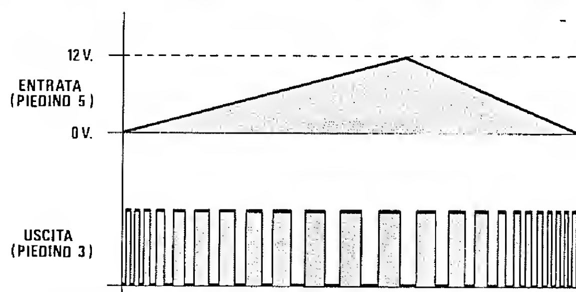

R1 = 1.000 ohm 1/4 watt
R2 = 18.000 ohm 1/4 watt
R3 = 560 ohm 1/4 watt
C1 = 10 mF elettr. 25 volt
C2 = 10.000 pF poliestere
C3 = 100.000 pF poliestere
DL1 = diodo led
IC1 = NE555

Immergendo i due puntali fino al **livello minimo** oltre il quale non vogliamo che l'acqua scenda, fino a quando l'acqua toccherà i due puntali il piedino 2 risulterà cortocircuitato a **massa**, ed in queste condizioni il diodo led risulterà spento.

Quando l'acqua **non toccherà** più i due puntali, il diodo led inizierà a **lampeggiare** ad una frequenza di **4 Hertz**.

## SEMPLICE V.C.O (fig.31)




R1 = 1.000 ohm 1/4 watt
R2 = 10.000 ohm 1/4 watt
R3 = 2.200 ohm 1/4 watt
C1 = vedi tabella
C2 = 100.000 pF poliestere
IC1 = NE555

| C1 in pF | 0 Volt | 6 Volt | 12 Volt |
|---|---|---|---|
| 470 | 145.000 | 143.000 | 80.000 Hz |
| 1.000 | 82.000 | 61.000 | 33.600 Hz |
| 4.700 | 20.400 | 14.600 | 7.800 Hz |
| 10.000 | 10.600 | 7.600 | 4.000 Hz |
| 22.000 | 4.300 | 3.000 | 1.600 Hz |
| 47.000 | 2.400 | 1.700 | 900 Hz |
| 56.000 | 2.000 | 1.500 | 800 Hz |
| 82.000 | 1.600 | 800 | 600 Hz |
| 100.000 | 1.100 | 800 | 400 Hz |

Schema elettrico di un semplice V.C.O (Oscillatore Controllato in Tensione). Come si potrà notare dal grafico, se sull'ingresso del V.C.O non applicherete alcuna tensione, in uscita otterrete una frequenza proporzionale al valore del condensatore C1.

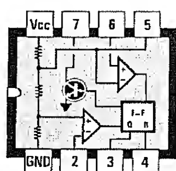
Applicando sull'ingresso una tensione continua, la frequenza si abbasserà.

Applicando sul piedino **5** una tensione continua variabile da **0 volt** fino ad un massimo di **12 volt**, pari cioè alla tensione di alimentazione dell'NE555, sul piedino di uscita **3** otterrete una frequenza proporzionale al valore della tensione.

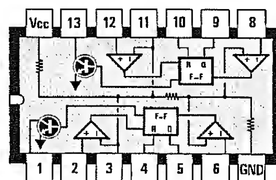
A titolo di esempio, alimentando l'integrato NE555 con una tensione di 12 volt ed applicando sul piedino d'ingresso 5 una tensione variabile da **0 a 12 volt**, otterrete una gamma di frequenze proporzionale al valore di **C1**.

Nella tabella in alto riportiamo le frequenze che si otterranno applicando sull'ingresso **0-6-12 volt.**





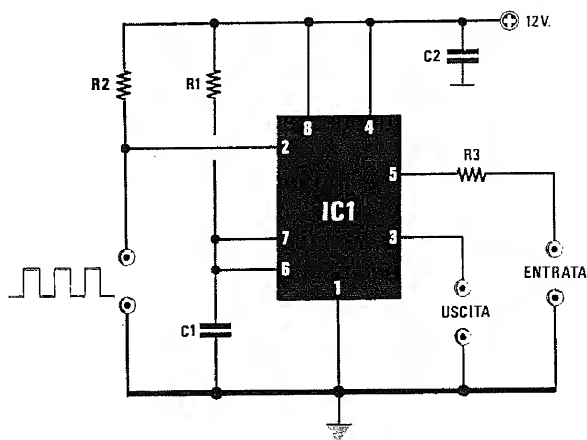

NE555




NE556

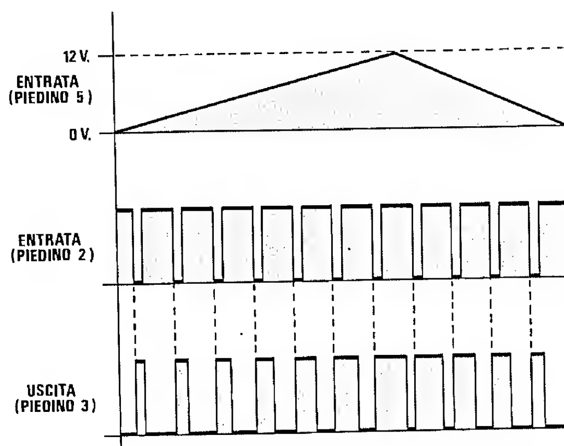
**Fig.32 Connessioni viste da sopra degli integrati NE.555 ed NE.556. Come potete vedere nella figura di destra, quest'ultimo contiene due integrati NE.555. Si noti la tacca di riferimento a U presente su un solo lato del corpo.**

## MODULATORE a DUTY-CYCLE variabile (fig.33)




**T millisec. = 1 : KHz**
**C1 = millisec. : (1,1 x R1)**

il valore di **R1** è espresso in **Kiloohm**
il valore di **C1** è espresso in **microFarad**




**R1 = vedi formule**
**R2 = 10.000 ohm 1/4 watt**
**R3 = 2.200 ohm 1/4 watt**
**C1 = vedi formule**
**C2 = 100.000 pF poliestere**
**IC1 = NE555**

Applicando sul piedino 2 un'onda **quadra** non importa con quale duty-cycle, potrete **allargare** o **restringere** sia gli impulsi a **livello logico 1** che quelli a **livello logico 0**, applicando sul piedino 5 una tensione continua da 0 a 12 volt.

In questo circuito sarà necessario scegliere per **C1** una capacità tale, che il suo tempo non **superi mai** quello del segnale ad onda quadra che applicherete sul piedino 2.

Ammesso che sull'ingresso si applichi un'onda quadra da **10.000 Hz,** la prima operazione che dovrete compiere sarà quella di ricavare il suo tempo in **millisecondi** utilizzando la formula:

**T millisec. = 1 : KHz**

Convertendo **20.000 Hz** in Kilohertz, otterrete **20 KHz** e con questa frequenza avrete un tempo di:

**1 : 20 = 0,05 millisecondi**

Pertanto, la capacità del condensatore **C1** dovrà risultare **minore** di:

**C1 = millisec. : (1,1 x R2)**

**NOTA**: Il valore di **R2** è espresso in **Kiloohm** e quello del condensatore **C1** in **microFarad**.

Ammesso che la resistenza R2 sia da **10 Kiloohm**, come capacità del condensatore C1 otterrete:

**0,05 : (1,1 x 10) = 0,004545 mF**

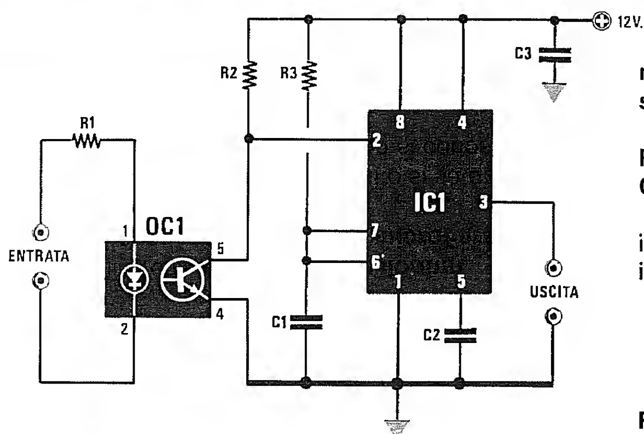
Per convertire i microFarad in **picoFarad**, dovrete moltiplicarli x 1.000.000 e, così facendo, otterrete:

**0,00454 x 1.000.000 = 4.545 pF**

Pertanto, dovendo utilizzare una capacità **minore**, potrete scegliere per C1 una capacità di **3.900 pF.**

Il tempo si può variare anche modificando in più o in meno il valore della resistenza R1.

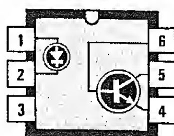
## MONOSTABILE PILOTATO TRAMITE UN FOTOACCOPPIATORE (fig.34)




millisec. = 1,1 x R3 x C1
secondi = 0,0011 x R3 x C1

R3 = secondi : (0,0011 x C1)
C1 = secondi : (0,0011 x R3)

il valore di **R3** è espresso in **Kiloohm**
il valore di **C1** è espresso in **microFarad**




4N37

R1 = vedi tabella N.1
R2 = 10.000 ohm 1/4 watt
R3 = vedi formule
C1 = vedi formule
C2 = 10.000 pF poliestere
C3 = 100.000 pF poliestere
OC1 = fotoaccoppiatore 4N37
IC1 = NE555

In talune applicazioni potrebbe presentarsi la necessità di **isolare** elettricamente il multivibratore monostabile dal circuito che lo pilota.

Utilizzando un **fotoaccoppiatore** come quello visibile in figura, potrete portare a **livello logico 0** il piedino 2 del trigger dell'NE.555, ogniqualvolta il diodo emittente presente nel fotoaccoppiatore verrà posto in conduzione.

Infatti, il diodo eccitando il fototransitor lo porterà in conduzione cortocircuitando a **massa** il piedino 2 e, così facendo, verrà attivato il monostabile.

Quando il fototransistor sarà diseccitato, il piedino 3 d'uscita si troverà a **livello logico 0**, mentre quando il fototransistor verrà eccitato, il piedino 3 d'uscita si porterà immediatamente a **livello logico 1**.

L'uscita dal **livello logico 1** si riporterà a **livello logico 0**, dopo un tempo che potrete calcolare usando le formule qui sotto riportate:

**millisecondi = 1,1 x R3 x C1**
**secondi = 0,0011 x R3 x C1**

il valore della resistenza **R3** è in **Kiloohm**
il valore del condensatore **C1** è in **microFarad.**

Poichè quando si progetta un circuito si sa quale **tempo** si desidera ottenere, ma non si conosce mai quale valore di **R3** o di **C1** scegliere, converrà usare le seguenti formule:

**R3 = secondi : (0,0011 x C1)**
**C1 = secondi : (0,0011 x R3)**

In pratica, conviene scegliere un valore di capacità **standard**, poi ricercare il valore della resistenza. Ad esempio, per ottenere un ritardo di **5 secondi**, potrete scegliere un condensatore elettrolitico da **47 microFarad** e poi calcolare quale valore di resistenza dovrete utilizzare:

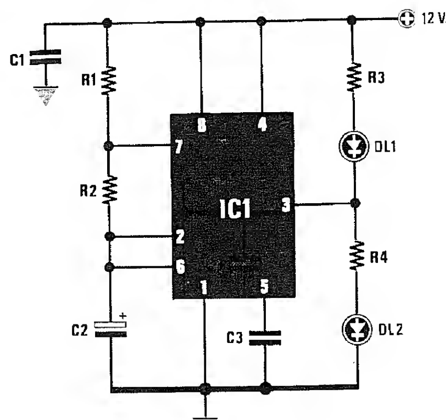
**5 : (0,0011 x 47) = 96,7 Kiloohm**

In questo caso potrete tranquillamente utilizzare una resistenza da **100.000 ohm**, perchè occorre sempre considerare che i condensatori elettrolitici sono caratterizzati da notevoli **tolleranze**.

La resistenza **R1** posta in serie al diodo fotoaccoppiatore andrà calcolata in funzione dei volt che applicherete su tale diodo come indicato nella tabella seguente:

| TABELLA N.1 |
|---|
| 5 volt = R1 da 270 ohm |
| 12 volt = R1 da 680 ohm |
| 15 volt = R1 da 820 ohm |
| 18 volt = R1 da 1.000 ohm |
| 24 volt = R1 da 1.200 ohm |

## LAMPEGGIATORE A DUE LED (fig.35)




R1 = 1.000 ohm 1/4 watt
R2 = vedi formule
R3 = 680 ohm 1/4 watt
R4 = 680 ohm 1/4 watt
C1 = 100.000 pF poliestere
C2 = vedi formule
C3 = 10.000 pF poliestere
DL1 = diodo led
DL2 = diodo led
IC1 = NE555

**lampeggii = 86.400 : [(R1 + R2 + R2) x C2]**
**Hz = 1.440 : [(R1 + R2 + R2) x C2]**

i valori di **R1-R2** sono espressi in **Kiloohm**
il valore di **C2** è espresso in **microFarad**

Per stabilire quanti lampeggii otterrete nel tempo di **60 secondi** potrete usare la seguente formula:

**lampeggii = 86.400 : [(R1 + R2 + R2) x C2]**

dove:

i valori di **R1-R2** sono espressi in **Kiloohm**
il valore del condensatore **C2** in **microFarad**.

Ammesso di avere inserito nel circuito un condensatore elettrolitico da **220 microFarad** ed una resistenza R2 da **82 Kiloohm** e che la R1 sia da **1 Kiloohm**, ogni minuto otterrete questo numero di lampeggii:

**86.400 :[(1 + 82 + 82) x 220] = 2,38 lampeggii**

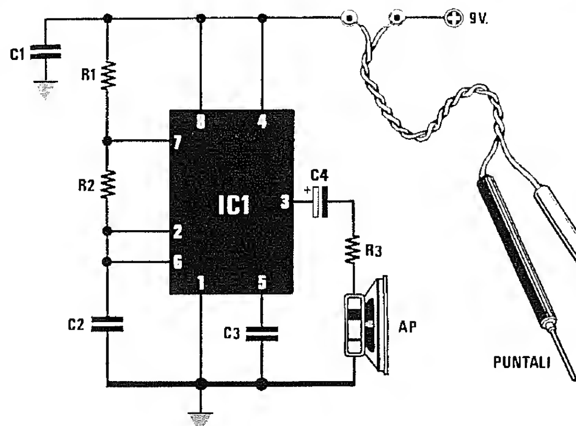
Aumentando la capacità del condensatore C2 si **ridurrà** il numero dei lampeggii, mentre riducendola **aumenterà**.

Chi volesse conoscere la **frequenza** di questo oscillatore, potrà usare la formula seguente:

**Hz = 1.440 : [(R1 + R2 + R2) x C2]**

Se questo circuito venisse alimentato con una tensione di **9 volt** anzichè di **12 volt** come da noi indicato, sarebbe necessario ridurre il valore delle resistenze **R3-R4** a soli **470 ohm** per ottenere una maggiore luminosità dei due led.

## TESTER per CORTOCIRCUITI (fig.36)

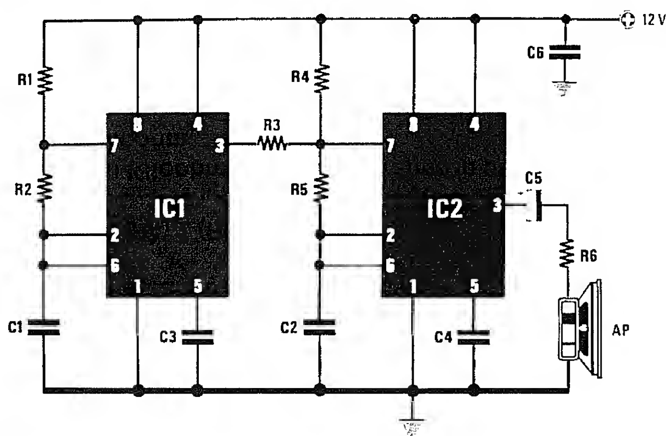



R1 = 1.000 ohm 1/4 watt
R2 = 22.000 ohm 1/4 watt
R3 = 68 ohm 1/4 watt
C1 = 100.000 pF poliestere
C2 = 82.000 pF poliestere
C3 = 10.000 pF poliestere
C4 = 10 mF elettr. 63 volt
IC1 = NE555
AP = altoparlante 8 ohm

**Hz = 1.440 : [(R1 + R2 + R2) x C1]**

i valori di **R1-R2** sono in **Kiloohm**
il valore di **C2** è in **microFarad**

## GENERATORE di note BITONALI (fig.37)




R1 = 10.000 ohm 1/4 watt
R2 = 820.000 ohm 1/4 watt
R3 = 390.000 ohm 1/4 watt
R4 = 100.000 ohm 1/4 watt
R5 = 10.000 ohm 1/4 watt
R6 = 68 ohm 1/4 watt
C1 = 150.000 pF poliestere
C2 = 12.000 pF poliestere
C3 = 10.000 pF poliestere
C4 = 10.000 pF poliestere
C5 = 10 mF elettr. 63 volt
C6 = 100.000 pF poliestere
IC1 = NE555
IC2 = NE555
AP = altoparlante 8 ohm

Questo circuito genera una nota **bitonale**, che si potrà utilizzare come segnale di allarme.

I due integrati NE.555 presenti nel circuito, vengono utilizzati per svolgere la seguente funzione:

**IC1** per modificare la velocità di cambio
**IC2** per generare le due frequenze bitonali

Il primo integrato IC1 andrà fatto oscillare su frequenze molto basse comprese tra **1-7 Hz** e il valore di questa frequenza si calcola nel seguente modo:

**Hz = 1.440 : [(R1 + R2 + R2) x C1]**

i valori di **R1-R2** sono espressi in **Kiloohm**
il valore di **C1** è espresso in **microFarad**.

Poichè il valore di **R1** riportato nell'elenco componenti equivale a **10.000 ohm** pari a **10 Kiloohm**, quello di **R2** a **820.000 ohm** pari a **820 Kiloohm** e quello di **C1** ad un valore di **0,15 microFarad**, la frequenza che otterrete sarà pari a:

**1.440 : [(10 + 820 + 820) x 0,15] = 5,8 Hz**

Poichè il piedino d'uscita 3 di **IC1** risulta collegato al piedino 7 di IC2 tramite una resistenza (vedi R3) da **390.000 ohm**, quando questo piedino si porterà a **livello logico 1**, avrete in parallelo alla resistenza **R4** la resistenza **R3** e, di conseguenza, **R3** con **R4** vi daranno un valore totale:

**Rt = (R3 x R4) : (R3 + R4)**

quindi i **100 Kiloohm** di **R4** diventeranno in pratica **79,59 Kiloohm**.

Con questo valore di **R totale** l'integrato **IC2** emetterà una nota acustica ad una frequenza di:

**Hertz = 1.440 : [(Rt + R5 + R5) x C2]**

quindi con:

**Rt = 79,59 Kiloohm**
**R5 = 10 Kiloohm**
**C2 = 0,012 microFarad**

otterrete una frequenza di:

**1.440 : [(76,59 + 10 + 10) x 0,012] = 1.242 Hz**

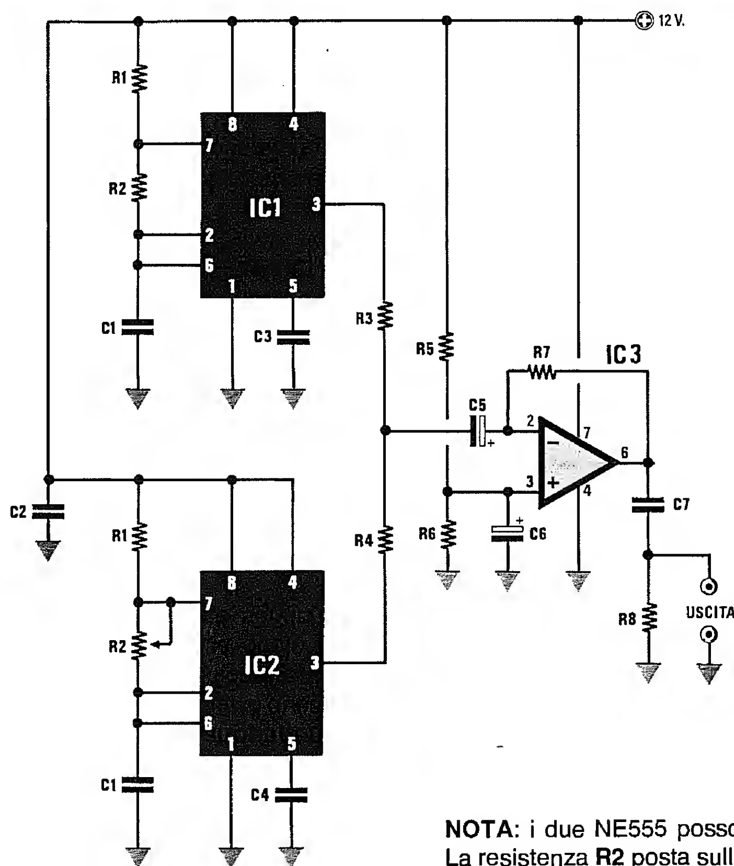
Quando il piedino 3 di **IC1** si porterà a **livello logico 0**, in parallelo alla resistenza **R5** ed alla capacità **C2** avrete la resistenza **R3** e, di conseguenza, la frequenza della nota acustica sarà più bassa di quella calcolata in precedenza di circa il 40% producendo una nota sui 745 Hz.

In pratica, ogniqualvolta sul piedino d'uscita 3 di IC1 sarà presente un **livello logico 0**, l'integrato IC2 emetterà una nota acustica a circa **745 Hz**, mentre quando sullo stesso piedino sarà presente un **livello logico 1**, l'integrato IC2 emetterà una nota acustica a **1.240 Hz.**

Aumentando o riducendo il valore del condensatore **C1**, varierà la velocità del cambio di tonalità, mentre aumentando o riducendo il valore del condensatore **C2** varierà la frequenza della nota bitonale.

Usando per **R3** un valore di **270.000 ohm**, otterrete una **maggiore** differenza tra le due note emesse, mentre se userete un valore di **560.000 ohm**, otterrete una **minore** differenza tra le due note emesse.

## GENERATORE di duplice NOTA di BF (fig.38)




R1 = 1.000 ohm 1/4 watt
R2 = vedi formule
R3 = 100.000 ohm 1/4 watt
R4 = 100.000 ohm 1/4 watt
R5 = 10.000 ohm 1/4 watt
R6 = 10.000 ohm 1/4 watt
R7 = 100.000 ohm 1/4 watt
R8 = 47.000 ohm 1/4 watt
C1 = vedi formule
C2 = 100.000 pF poliestere
C3 = 10.000 pF poliestere
C4 = 10.000 pF poliestere
C5 = 22 mF elettr. 25 volt
C6 = 10 mF elettr. 63 volt
C7 = 1 mF poliestere
IC1 = NE555
IC2 = NE555
IC3 = TL081

**NOTA**: i due NE555 possono essere sostituiti da **un NE556**. La resistenza **R2** posta sull'oscillatore **IC2** è un **potenziometro**.

Utilizzando due oscillatori **astabili** potrete ottenere due **note** di diversa frequenza che, miscelate tra loro, produrranno un particolare effetto sonoro.

Per ascoltare in **altoparlante** questo suono, dovrete collegare l'uscita di questo circuito all'ingresso di un piccolo amplificatore finale da **3-5 watt**.

Per determinare a quale frequenza oscillano i due astabili, potrete servirvi della seguente formula:

**Hertz = 1.440 : [(R1 + R2 + R2) x C1]**

La resistenza R2 dei due oscillatori la potrete calcolare utilizzando un valore di frequenza compreso tra **500-2.000 Hz**, utilizzando la formula:

**R1 + R2 + R2 = 1.440 : (Hertz x C1)**

Ammesso di voler ottenere una frequenza di **1.750 Hz** e di voler usare una capacità di **0,015 microFarad**, il valore di **R1 + R2 + R2** sarà pari a:

**1.440 : (1.750 x 0,015) = 54,8 Kiloohm**

Poichè **54,8 Kiloohm** è la somma di **R1 + R2 + R3**, sottraendo il valore di **R1** che è di **1 Kiloohm**, otterrete per **R2 + R2** un valore di:

**54,8 - 1 = 53,8 Kiloohm**

Poiché il valore di **R2** dovrà essere uguale alla metà di **53,8**, cioè **26,9 Kiloohm**, non essendo questo un valore standard, sceglierete al suo posto **27 Kiloohm**.

Per determinare a quale frequenza oscillano **i** due astabili, potrete servirvi della seguente formula:

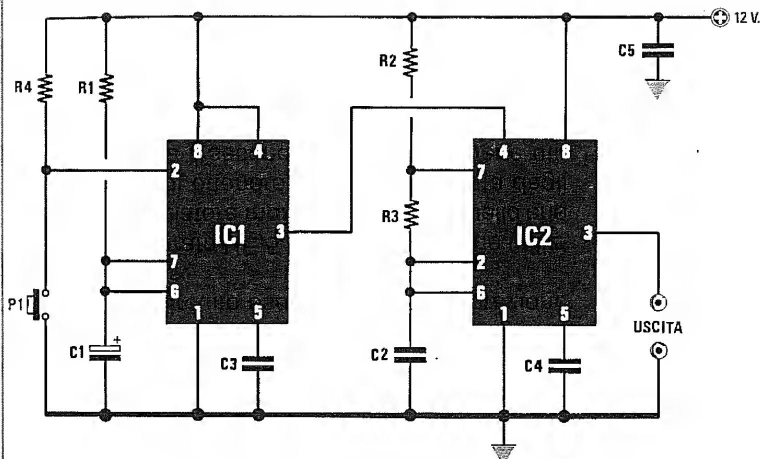
**Hertz = 1.440 : [(R1 + R2 + R2) x C1]**

Quindi, con i valori da noi scelti otterrete:

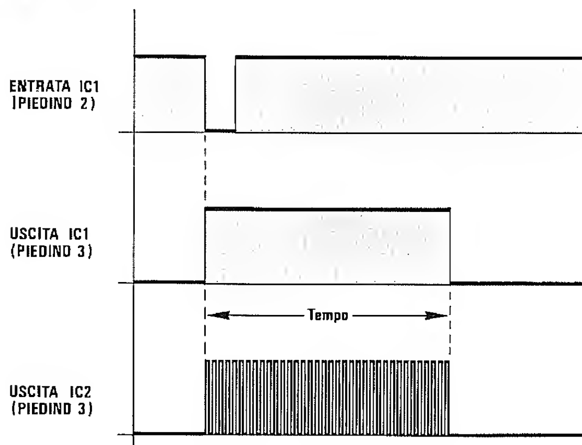
**1.440 : [(1 + 27 + 27) x 0,015] = 1.745 Hz**

Per il potenziometro **R2** applicato su **IC2** potrete usare un valore di **47 Kiloohm** o **100 Kiloohm**.

## GENERATORE DI TRENI D'ONDA (fig.39)




R1 = vedi formule
R2 = 1.000 ohm 1/4 watt
R3 = vedi formule
R4 = 10.000 ohm 1/4 watt
C1 = vedi formule
C2 = vedi formule
C3 = 10.000 pF poliestere
C4 = 10.000 pF poliestere
C5 = 100.000 pF poliestere
IC1 = NE555
IC2 = NE555
P1 = pulsante




**secondi = 0,0011 x R1 x C1**
**R1 = secondi : (0,0011 x C1)**
**Hertz = impulsi : secondi**
**RX = R3 + R3 + R2**
**RX = 1.440 : (Hertz x C2)**
**impulsi = 1.440 x secondi : (RX x C2)**

i valori di **R1-R2-R3** sono in **Kiloohm**
i valori di **C1-C2** sono in **microFarad**
il valore di **RX** è uguale a **R3+R3+R2**

Questo circuito permette di ottenere in uscita (piedino 3 di **IC2**) un **treno d'impulsi** di durata ben definita, ogniqualvolta il piedino d'ingresso (piedino 2 di **IC1**) verrà portato a **livello logico 0** o semplicemente **cortocircuitato** a massa.

Tale circuito potrebbe risultare molto utile in tutti quei casi in cui sia necessario inviare un certo numero di impulsi a **livello logico 1** in un tempo prestabilito.

Ad esempio, se dovete inviare ad un circuito **30 impulsi** in **10 secondi**, anzichè premere per 30 volte consecutive un tasto, basterà premerlo **una sola volta** ed il circuito eseguirà questa operazione senza sbagliare.

Il primo integrato NE.555 siglato **IC1** viene utilizzato come oscillatore **monostabile** ed è quello che vi permetterà di ottenere il **tempo** di durata degli impulsi, mentre il secondo, siglato **IC2**, viene utilizzato come oscillatore **astabile** ed è quello che vi permetterà di determinare quanti **impulsi** desiderate ottenere nel tempo prefissato da **IC1**.

Per determinare **il tempo** di durata degli impulsi potrete usare la formula:

**Secondi = 0,0011 x R1 x C1**

il valore di **R1** è espresso in **Kiloohm**
il valore di **C1** è espresso in **microFarad**.

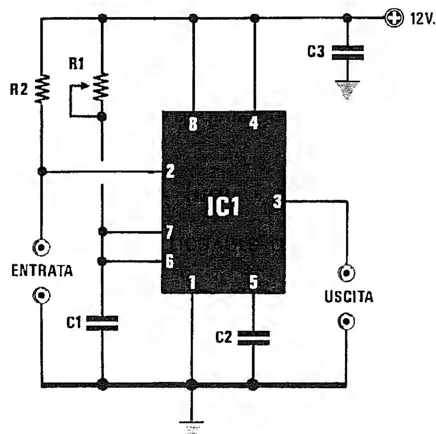
Per determinare il numero degli **impulsi** che si desidera ottenere nel **tempo** prestabilito, utilizzerete questa seconda formula:

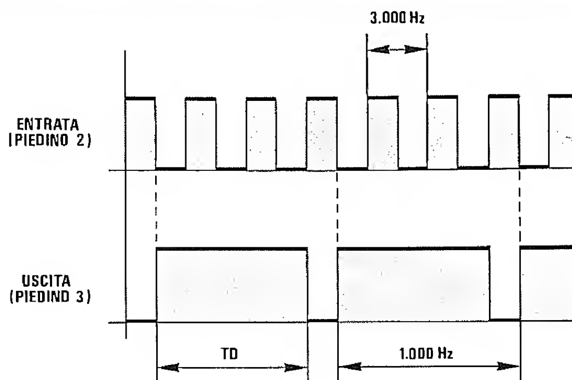
**Impulsi = (1.440 x Secondi) : (RX x C2)**

Il valore di **RX** da inserire in questa formula si ricava facendo la **somma** dei valori delle resistenze **R3+R3+R2** sempre espressi in **Kiloohm**.

In pratica, si potrebbe **raddoppiare** il valore di **R3**, **sommando** poi ad esso il valore di **R2**.

## DIVISORE DI FREQUENZA (fig.40)




R1 = leggere testo
R2 = 10.000 ohm 1/4 watt
C1 = leggere testo
C2 = 10.000 pF poliestere
C3 = 100.000 pF poliestere
IC1 = NE555

Questo circuito è un semplice **divisore** di frequenza, che accetta sull'ingresso solo segnali ad **onda quadra** e frequenze massime di **500.000 Hz** se si usa un **normale** NE555 e di **1,5 MHz** se si usano degli NE555 **C/Mos**.
Il vantaggio che offre questo divisore è quello di poter **dividere** la frequenza applicata sul suo ingresso per numeri interi, da **2-3-4-5-6-7-8-9-10**, ecc., modificando solo la capacità del condensatore **C1**.

Il trimmer **R1** presente nel circuito serve per correggere le immancabili tolleranze del condensatore C1.

Facciamo presente che questo divisore funzionerà solo se sul piedino d'ingresso 2 si applicherà un segnale ad onda **quadra**, la cui ampiezza superi di **1/3** il valore della tensione di alimentazione, diversamente il circuito non funzionerà.

Ad esempio, se si alimenta il circuito con una tensione di 12 volt, l'ampiezza del segnale ad onda quadra dovrà superare **i 4 volt**, se dovesse risultare minore, converrà ridurre la tensione di alimentazione dell'NE.555.

Per calcolare il valore di **R1** e di **C1** si potrà utilizzare la seguente formula:

**C1 microF. = TD millisec. : (Kiloohm x 1,1)**
**R1 Kiloohm = TD millisec. : (microF. x 1,1)**

il tempo **TD** si ricaverà dalla formula:

**TD millisec. = (ndiv - 0,5) : Kilohertz**

dove:
**ndv** è il numero di divisione che si vuole ottenere.

**Esempio** = Ammettiamo di avere una frequenza di **80 Kilohertz** e di volerla dividere **x7** in modo da ricavare una frequenza di **11,428 Kilohertz**.

La prima operazione da effettuare sarà:

**(ndiv - 0,5) : Kilohertz**

pertanto, con i dati in vostro possesso otterrete:

**(7 - 0,5) : 80 = 0,08125 millisec.**

Per ricavare il valore da assegnare al trimmer **R1**, si dovrà scegliere per **C1** un valore standard e verificare che quello della resistenza non risulti mai troppo elevato nè troppo basso.

Ammettiamo di scegliere per **C1** una capacità di **22.000 pF** pari a **0,022 mF**.

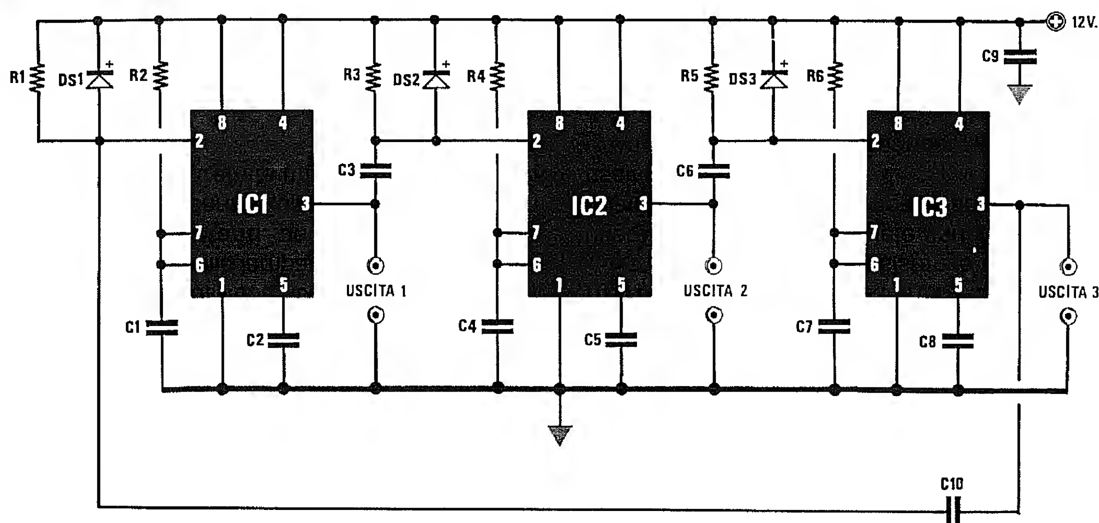
Il valore da scegliere per **R1** sarà pari a:

**0,08125 : (0,022 x 1,1) = 3,35 Kiloohm**

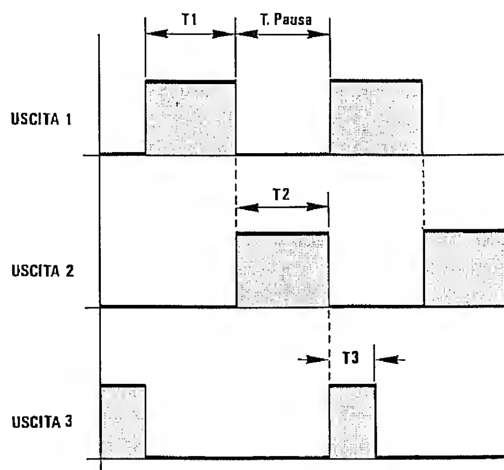
In questo caso si dovrà scegliere un trimmer da 5 Kiloohm, in modo da poterlo meglio regolare sul valore richiesto e su un valore prossimo per correggere eventuali tolleranze del condensatore C1.

Svolgendo l'operazione inversa, cioè conoscendo il valore del trimmer **R1**, per sapere quale sia il valore del condensatore **C1**, si dovrà sempre ricordare di inserire nella formula la **metà** del valore ohmico di **R1**.

## TEMPORIZZATORE AD ANELLO A CICLO CONTINUO (fig.41)




R1 = 22.000 ohm 1/4 watt
R2 = leggere testo
R3 = 22.000 ohm 1/4 watt
R4 = leggere testo
R5 = 22.000 ohm 1/4 watt
R6 = leggere testo
C1 = leggere testo
C2 = 10.000 pF poliestere
C3 = 10.000 pF poliestere
C4 = leggere testo
C5 = 10.000 pF poliestere
C7 = leggere testo
C8 = 10.000 pF poliestere
C9 = 100.000 pF poliestere
C10 = 10.000 pF poliestere
DS1-DS3 = diodi 1N4150
IC1-IC2-IC3 = NE555




Un circuito monostabile ad **anello** può essere utilizzato in tutte quelle applicazioni in cui occorra una temporizzazione sequenziale, ma a ciclo continuativo.

Nel circuito riprodotto in figura sono presenti solo tre NE555, ma come presto capirete, ne potrete inserire da un **minimo** di **2** ad un numero praticamente infinito.

In sostituzione dell'NE555 potrete utilizzare degli NE556 che, come già saprete, contengono una **coppia** di NE555.

Questo circuito potrebbe risultare utile per accendere in **sequenza** delle lampadine, per ottenere degli effetti di luci **ruotanti**, per **cascate**, ecc.

Infatti, potrete usare le uscite **1-2-3** per accendere in sequenza, (tramite un Triac o un relè), una serie di lampade.

Come noterete, non appena l'uscita **1** si porterà a **livello logico 0**, l'uscita **2** si porterà a **livello logico 1** e quando anche questa, dopo un tempo prefissato, si porterà a **livello logico 0**, vi ritroverete con un **livello logico 1** sulla uscita **3**, e così pure quando questo si riporterà a **livello logico 0**, sulla uscita **1** otterrete un **livello logico 1** ed il ciclo si ripeterà all'infinito.

Il tempo per il quale volete che rimanga accesa la lampada, dipende dai valori delle resistenze **R2-R4-R6** e dei condensatori **C1-C4-C7**.

Se in sostituzione di resistenze di valore fisso, userete dei **trimmer**, potrete variare i tempi per i quali tenere accese le lampade applicate sulle tre uscite.

Ad esempio, potrete accendere velocemente le

lampade sulle uscite **1-2** e tenere accese per diversi secondi le lampade sull'uscita **3**, una soluzione questa che potrebbe risultare interessante per delle insegne pubblicitarie o Natalizie.

Ai tre stadi riportati in fig.41 ne potrete aggiungere degli altri, collegando sempre l'ultimo NE.555 al primo tramite il condensatore C10.

Le formule per ricavare tutti i valori richiesti, sono le seguenti:

**secondi = 0,0011 x R x C**
**R = secondi : (0,011 x C)**
**C = secondi : (0,011 x R)**

i valori di **R2-R4-R6** sono espressi in **Kiloohm**
i valori di **C1-C4-C7** sono espressi in **microFarad.**

Ad esempio, se volete conoscere il **tempo** di accensione di ogni lampada utilizzando delle resistenze (**R2-R4-R6**) da **100 Kiloohm** e delle capacità (**C1-C4-C7**) da **47 microFarad**, dovrete svolgere questa semplice operazione:

**0,011 x 100 x 47 = 5,17 secondi**

Poichè i condensatori elettrolitici hanno delle elevate tolleranze, i tempi reali risulteranno alquanto diversi da quelli calcolati.

## PER ECCITARE UN RELÈ

Collegando al piedino d'uscita **3** dell'NE.555 dei relè che richiedono elevate correnti per potersi eccitare, questo non funzionerà mai.

La soluzione più semplice per eccitare un qualsiasi relè, è quella di pilotare con la tensione che preleverete dal piedino **3** la Base di un transistor di piccola o media potenza.

In fig.42 appare lo schema che potrete utilizzare per dei transistor **NPN**, mentre in fig.43 lo schema per dei transistor **PNP.**

Il transistor che sceglierete deve essere in grado di erogare una corrente di circa **100 milliamper.**

Come transistor **NPN** potremmo consigliarvi i seguenti:

**BC.107 - BC.238 - BC.337 - BC.338 - BD.135**

o altri equivalenti.

Utilizzando dei transistor **NPN** (vedi fig.42) l'Emettitore verrà collegato a **massa** ed il relè inserito tra il Collettore ed il **positivo** di alimentazione.

Come transistor **PNP** potremmo consigliarvi i:

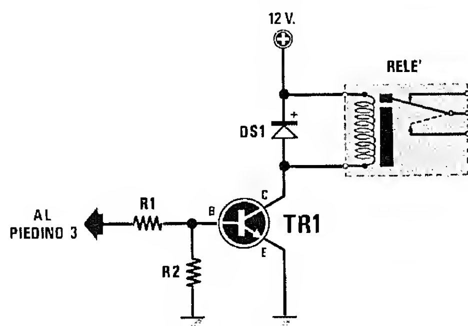
**BC.213 - BC.251 - BC.327 - BC.559 - BD.136**

o altri equivalenti.

Utilizzando dei transistor **PNP** (vedi fig.43) l'Emettitore verrà collegato al **positivo** di alimentazione ed il relè inserito tra il Collettore e la **massa.**

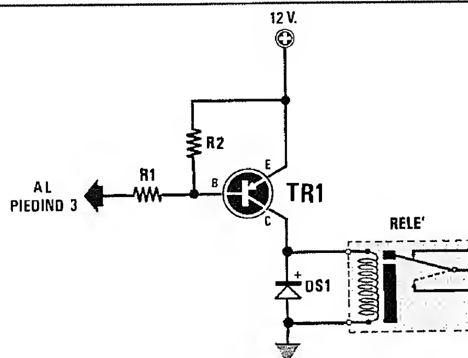
Il diodo DS1 posto in parallelo alla bobina di eccitazione serve per proteggere il transistor dalle extratensioni.

Per eccitare con l'NE.555 dei diodi **SCR** o dei **TRIAC**, vi consigliamo di utilizzare dei **fotoaccoppiatori** e a tal proposito potrete trovare nel capitolo dedicato a questo componente gli schemi da utilizzare.




**R1 = 4.700 ohm 1/4 watt**
**R2 = 10.000 ohm 1/4 watt**
**DS1 = diodo 1N4007**
**TR1 = transistor NPN**
**RELÈ = da 12 volt**

**Fig.42 Per eccitare un relè con un transistor NPN potrete utilizzare questo semplice schema. La resistenza R1 andrà direttamente collegata al piedino 3 dell'integrato NE.555. Se alimenterete il transistor con una tensione di 12 volt anche il relè dovrà risultare da 12 volt.**




**R1 = 4.700 ohm 1/4 watt**
**R2 = 10.000 ohm 1/4 watt**
**DS1 = diodo 1N4007**
**TR1 = PNP tipo BC237**
**RELÈ = da 12 volt**

**Fig.43 Utilizzando un transistor PNP, il relè andrà collegato tra il Collettore e la massa. La resistenza R1 andrà sempre collegata al piedino 3 dell'NE.555, mentre la resistenza R2 al positivo di alimentazione, cioè dal lato dell'Emettitore.**

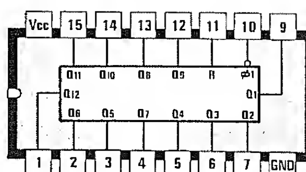
## TIMER PER TEMPI LUNGHI anche di ORE (fig.44)

R1 = vedi formule
R2 = vedi formule
R3 = 10.000 ohm 1/4 watt
R4 = 56.000 ohm 1/4 watt
R5 = 10.000 ohm 1/4 watt
R6 = 4.700 ohm 1/4 watt
R7 = 10.000 ohm 1/4 watt
R8 = 10.000 ohm 1/4 watt
C1 = vedi formule
C2 = 10.000 pF poliestere
C3 = 10.000 pF poliestere
C4 = 100.000 pF poliestere
DS1-DS12 = diodi 1N.4150
DS13 = diodo 1N4007
TR1 = NPN tipo BC237
TR2 = NPN tipo BC237
IC1 = NE555
IC2 = NE555
IC3 = CD4040
P1 = pulsante
RELÈ = relè 12 V. 1 scambio

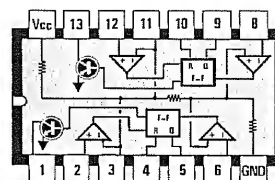
**secondi = (1 : Hz) x fatt. moltiplicaz.**
**Hz = 1 : [0,0014 x C1 x (R1 + R2)]**

**R1 + R2 = 1 : (0,0014 x C1 x Hz)**
**C1 = 1 : [0,0014 x Hz x (R1 + R2)]**

i valori di **R1-R2** sono espressi in **Kiloohm**
il valore di **C1** è espresso in **microFarad**



4040



NE556

Tutte le configurazioni **monostabili** fin qui presentate danno in uscita un **livello logico 1** per un tempo limitato, in quanto già per ottenere dei tempi intorno i **30-50 secondi**, dovete utilizzare delle capacità e dei condensatori di valore molto elevato a scapito della precisione.

Per ottenere dei tempi molto più lunghi, ad esempio di qualche **decina di minuti** o anche di **qualche ora**, dovrete necessariamente utilizzare due **NE.555** (oppure un NE.556 composto da due NE.555) ed un integrato tipo **CD.4040**.

Per la descrizione dello schema elettrico partiremo dall'integrato **CD.4040**, un contatore binario che, contando gli impulsi applicati sul suo piedino d'ingresso **10**, provvederà a modificare il **livello logico 0** presente sui piedini d'uscita, in un **livello logico 1** dopo un tempo dipendente dalla frequenza degli impulsi applicati in ingresso e da un fattore di moltiplicazione come qui sotto riportato:

**TABELLA N.1**

| Piedini di uscita IC3 | Fattore di moltiplicazione |
|---|---|
| piedino 9 | 1 |
| piedino 7 | 2 |
| piedino 6 | 4 |
| piedino 5 | 8 |
| piedino 3 | 16 |
| piedino 2 | 32 |
| piedino 4 | 64 |
| piedino 13 | 128 |
| piedino 12 | 256 |
| piedino 14 | 512 |
| piedino 15 | 1.024 |
| piedino 1 | 2.048 |

Pertanto, se applicherete sul piedino d'ingresso 10 una frequenza di **1 Hz**, potremo già affermare che sul piedino d'**uscita 9** vi sarà un **livello logico 1** dopo **1 secondo**

sul **piedino 7** dopo **2 secondi**

sul **piedino 6** dopo **4 secondi**

ed ovviamente sull'ultimo **piedino 1** un **livello logico 1** dopo **2.048 secondi**, vale a dire dopo **34 minuti**.

Poichè su ogni uscita è presente un diodo al silicio (vedi da **DS1** a **DS12**), che potrete collegare tramite un ponticello alla resistenza R8 da **10.000 ohm**, è intuitivo che fino a quando questo rimarrà a **livello logico 0** la tensione positiva fornita da tale resistenza verrà cortocircuitata a **massa** tramite il diodo posto sull'uscita dell'integrato.

Quando su tale piedino 1 sarà presente un **livello logico 1**, tale cortocircuito verrà eliminato e sul collegamento **diodo/resistenza** risulterà presente la tensione **positiva** di alimentazione, cioè un **livello logico 1**.

Poc'anzi abbiamo accennato al fatto che il **massimo** tempo è quello che può fornirci il piedino 1 che ha un fattore di moltiplicazione di **2.048**, qui aggiungiamo che ponticellando verso la resistenza R8 anche altri piedini, il fattore di moltiplicazione aumenterà.

Così, ponticellando i piedini **1-15-14** si otterrà un fattore di moltiplicazione pari a **2.048 + 1.024 + 512 = 3.584 volte**, perciò si otterrà in pratica un tempo di circa **60 minuti**.

Ponticellando, invece, tutti i **12 piedini**, otterrete un fattore di moltiplicazione di **4.095 volte**, corrispondente in pratica a circa **68 minuti**.

Riducendo la **frequenza** del segnale che applicherete sull'ingresso, **aumenterà** il tempo, mentre aumentando la **frequenza** ovviamente si **ridurrà** il tempo.

Per conoscere il tempo in **secondi** in rapporto alla frequenza in **Hertz**, potrete usare la formula:

**secondi = (1 : Hz) x fatt. moltiplicaz.**

Ammesso di applicare sull'ingresso una frequenza di **0,1 Hz** e di ponticellare tutti i diodi in modo da ottenere un fattore di moltiplicazione pari a **4.095 volte**, otterrete un tempo massimo di:

**(1 : 0,1) x 4.095 = 40.950 secondi**

che corrispondono a **682 minuti**, vale a dire a **11 ore** e **375 centesimi** di ora.

Ponticellando verso la resistenza **R8** meno diodi, otterrete dei tempi inferiori, che potrete sempre calcolare sommando **il** fattore di moltiplicazione di ogni piedino prescelto.

A questo punto possiamo passare allo stadio oscillatore in configurazione **astabile**, costituito dall'integrato NE.555 siglato **IC1**.

Potrete calcolare la frequenza generata da questo oscillatore tramite la formula:

**Hz = 1 : [0,0014 x C1 x (R1 + R2)]**

il valore di **C1** è espresso in **microFarad**
i valori di **R1-R2** sono espressi in **Kiloohm**.

Per determinare quale valore di capacità o di resistenza inserire nel circuito per ottenere una determinata **frequenza**, potrete adottare le seguenti formule:

**R1 + R2 = 1 : (0,0014 x C1 x Hz)**
**C1 = 1 : [0,0014 x Hz x (R1 + R2)]**

Vi ricordiamo che per realizzare tale oscillatore è conveniente assumere un valore di **capacità** standard e poi calcolare il valore delle resistenze **R1 + R2**, anzichè effettuare l'operazione inversa.

Tenete ancora presente che, a causa della **tolleranza** dei componenti, otterrete frequenze note-

volmente diverse da quanto calcolato.

Per ottenere un esatto valore di frequenza, vi converrà utilizzare per **R1** un valore standard e porre in serie il **trimmer R2** per la taratura.

Il secondo NE.555 presente in tale circuito (vedi IC2) montato in configurazione **monostabile**, viene utilizzato per svolgere le seguenti funzioni:

- far partire l'oscillatore **IC1**
- eccitare **il** relè quando sulla resistenza **R8** risulterà presente un **livello logico 1**
- resettare l'integrato **CD.4040**, in modo che il conteggio riparta sempre da zero

Ogniqualvolta questo circuito verrà alimentato, il relè risulterà **diseccitato** perchè sul piedino d'uscita 3 di IC2 risulterà presente un **livello logico 0**, quindi la Base del transistor **TR1** non risulterà polarizzata.

Anche sul piedino 7 sempre di IC2 risulterà presente un **livello logico 0**, pertanto, cortocircuitando a **massa** i piedini 2-6 dell'oscillatore IC1, questo risulterà bloccato.

Premendo il pulsante P1 di **Start**, sul piedino 3 di IC2 avrete un **livello logico 1** che, polarizzando la Base del transistor TR1, farà **eccitare** il relè.

Poichè si polarizzerà anche la Base del transistor **TR2**, il suo Collettore porterà a **livello logico 0** il piedino 11 del **CD.4040** e, così facendo, questo contatore verrà attivato.

Contemporaneamente, il piedino 7 di **IC2** si comporterà come un ramo **aperto** ed in tale condizione lo stadio oscillatore composto da **IC1** potrà **oscillare**, inviando sul piedino 10 del **CD.4040** la frequenza generata.

Quando su tutti i piedini di uscita di IC3, collegati tramite i ponticelli alla resistenza **R8**, risulterà presente un **livello logico 1**, automaticamente questo stesso livello logico si presenterà sul piedino 6 dell'integrato IC2.

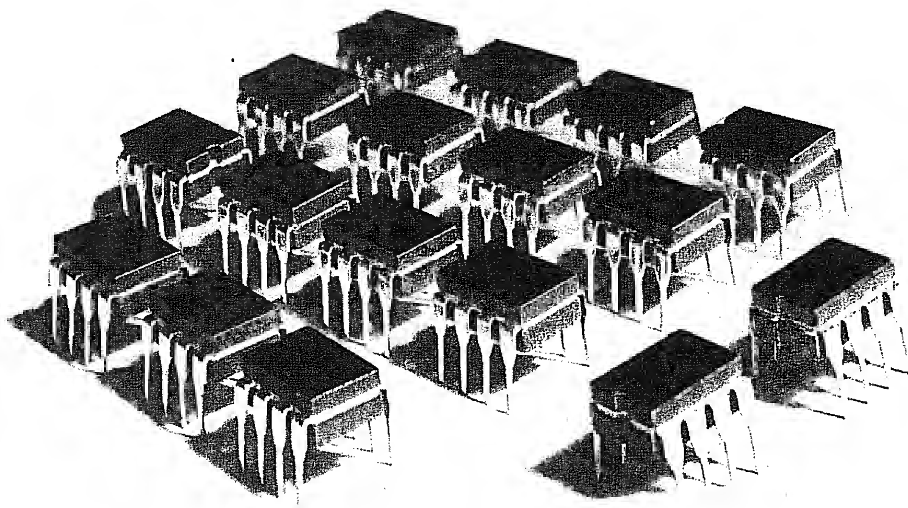
In tale condizione, torneranno a **livello logico 0** i due piedini 3-7 di **IC2** e, di conseguenza, il relè si **disecciterà** e l'integrato **IC1 cesserà** di oscillare.

Come vi abbiamo già spiegato, modificando la frequenza dell'oscillatore e ponticellando una o più uscite dell'integrato **CD.4040**, potrete ricavare una infinità di tempi, che potrete anche correggere in più o in meno agendo sul **trimmer R2** posto in serie alla resistenza **R1**.

**TABELLA N.2**

| C1 in microFarad | R1 + R2 in Kiloohm | frequenza Hz di IC2 | tempo minimo | tempo massimo |
|---|---|---|---|---|
| 10 | 60 | 1,19 | 0,84 sec. | 57 min. |
| 22 | 60 | 0,54 | 1,85 sec. | 2 ore |
| 33 | 60 | 0,36 | 2,77 sec. | 3 ore |
| 47 | 60 | 0,25 | 3,95 sec. | 4 ore |
| 100 | 60 | 0,12 | 8,40 sec. | 9 ore |
| 100 | 100 | 0,07 | 14,00 sec. | 15 ore |
| 220 | 60 | 0,05 | 18,48 sec. | 21 ore |
| 220 | 100 | 0,03 | 30,48 sec. | 35 ore |





# tutto quello che occorre sapere sui normali impianti d'antenne TV e su quelli via SATELLITE

**Questo manuale di successo scritto per chi aspira al successo potrete riceverlo a sole L.25.000**




In questo **MANUALE** il tecnico antennista troverà centinaia di informazioni e di esempi pratici che gli permetteranno di approfondire le sue conoscenze e di risolvere con facilità ogni problema.
Gli argomenti trattati sono moltissimi ed oltre ai capitoli dedicati alle normali installazioni di antenne ed impianti centralizzati ne troverete altri dedicati alla **TV** via **SATELLITE**.
Tutte le informazioni sono arricchite di bellissimi disegni, perchè se le parole sono importanti, i disegni riescono a comunicare in modo più diretto ed immediato anche i concetti più difficili, ed oltre a rimanere impressi più a lungo nella mente, rendono la lettura più piacevole.
Nel capitolo dedicato alla TV via SATELLITE troverete una **TABELLA** con i gradi di Elevazione e di Azimut utili per direzionare in ogni città una parabola Circolare oppure Offset verso qualsiasi SATELLITE TV, compresi quelli METEOROLOGICI.
Il **MANUALE** per **ANTENNISTI** si rivelerà prezioso anche a tutti gli **UTENTI** che desiderano con i propri mezzi rifare o migliorare l'impianto di casa propria.
Questo **MANUALE**, unico nel suo genere sia per il contenuto sia per la sua veste editoriale (copertina brossurata e plastificata), è composto da ben 416 pagine ricche di disegni e illustrazioni.
Per riceverlo potrete inviare un vaglia, un assegno oppure il CCP allegato a fine rivista a:

**NUOVA ELETTRONICA via CRACOVIA N.19 40139 BOLOGNA**

Chi volesse riceverlo in CONTRASSEGNO potrà telefonare alla segreteria telefonica: **0542 - 641490** oppure potrà inviare un Fax al numero: **0542 - 641919**
NOTA: Richiedendolo in CONTRASSEGNO si pagherà un supplemento di L.5.000.




# l'ABC del LINGUAGGIO ESADECIMALE e BINARIO

Per dialogare con un computer, per programmare delle Eprom - Ram - Prom, per utilizzare delle Porte logiche, dei Commutatori digitali, ecc., è indispensabile conoscere il codice **binario** composto da degli **0** e da degli **1** ed anche sapere come lo si possa convertire in **esadecimale** e quale differenza sussista tra esso ed il codice **decimale**.

Se in un numero **binario** troviamo un **livello logico 0**, significa che sul piedino dell'integrato in esame risulta presente una tensione di **0 volt**.

Se in un numero **binario** troviamo un **livello logico 1**, significa che sul piedino dell'integrato in esame risulta presente una tensione **positiva**.

Se abbiamo un integrato con **4 uscite**, potremo ottenere ben **16 diverse** combinazioni di **0** e **1** come visibile nella **Tabella n.1**.

Anche se molti non lo sapranno, comporre questa tabella dei numeri **binari** è molto semplice, essendo sufficiente ricordarsi un solo numero, cioè l'**8**.

Dividendo questo numero **x2**, **x2**, poi ancora **x2**, si ottengono quattro numeri molto facili da ricordare, cioè **8-4-2-1**.

Per scrivere questa **Tabella** si dovrà partire dalla **prima** colonna di sinistra e, procedendo dall'alto verso il basso, si dovranno scrivere in senso verticale **otto 0** seguiti da **otto 1**.

Passando alla **seconda** colonna, sempre procedendo dall'alto verso il basso, si dovranno scrivere in senso verticale **quattro 0** e **quattro 1**.

Nella **terza** colonna si dovranno scrivere dall'alto verso il basso **due 0** e **due 1**.

Nella **quarta** colonna a destra si dovranno scri-

TABELLA N.1

| COMBINAZIONI | | | |
|---|---|---|---|
| 0 | 0 | 0 | 0 |
| 0 | 0 | 0 | 1 |
| 0 | 0 | 1 | 0 |
| 0 | 0 | 1 | 1 |
| 0 | 1 | 0 | 0 |
| 0 | 1 | 0 | 1 |
| 0 | 1 | 1 | 0 |
| 0 | 1 | 1 | 1 |
| 1 | 0 | 0 | 0 |
| 1 | 0 | 0 | 1 |
| 1 | 0 | 1 | 0 |
| 1 | 0 | 1 | 1 |
| 1 | 1 | 0 | 0 |
| 1 | 1 | 0 | 1 |
| 1 | 1 | 1 | 0 |
| 1 | 1 | 1 | 1 |

**Fig.1 Per comporre la Tabella N.1 dei 16 codici Binari di base, abbiamo scritto nella prima colonna verticale di sinistra 8 zeri e 8 uno, nella seconda colonna 4 zeri e 4 uno, nella terza colonna 2 zeri e 2 uno e nell'ultima colonna di destra 1 zero e 1 uno.**

**Fig.2 Nella prima colonna della Tabella N.2 troverete i primi 16 numeri Decimali (da 0 a 15), nella seconda colonna i corrispondenti Esadecimali, che dopo il 9 si trasformano in A-B-C-D-E-F, e nella quarta colonna i numeri Binari presenti anche nella Tabella N.1.**

TABELLA N.2

| DEC. | ESADEC. | BINARIO | | | |
|---|---|---|---|---|---|
| 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 |
| 1 | 1 | 0 | 0 | 0 | 1 |
| 2 | 2 | 0 | 0 | 1 | 0 |
| 3 | 3 | 0 | 0 | 1 | 1 |
| 4 | 4 | 0 | 1 | 0 | 0 |
| 5 | 5 | 0 | 1 | 0 | 1 |
| 6 | 6 | 0 | 1 | 1 | 0 |
| 7 | 7 | 0 | 1 | 1 | 1 |
| 8 | 8 | 1 | 0 | 0 | 0 |
| 9 | 9 | 1 | 0 | 0 | 1 |
| 10 | A | 1 | 0 | 1 | 0 |
| 11 | B | 1 | 0 | 1 | 1 |
| 12 | C | 1 | 1 | 0 | 0 |
| 13 | D | 1 | 1 | 0 | 1 |
| 14 | E | 1 | 1 | 1 | 0 |
| 15 | F | 1 | 1 | 1 | 1 |

**TABELLA N.3 PER CONVERTIRE un numero DECIMALE in BINARIO**

| | | | | | | | | | | | | |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| | | | | | | | | | | | | Decimale |
| 2048 | 1024 | 512 | 256 | 128 | 64 | 32 | 16 | 8 | 4 | 2 | 1 | Peso |
| | | | | | | | | | | | | Resto |
| | | | | | | | | | | | | Binario |

**Fig.3 Questa Tabella N.3 serve per convertire un qualsiasi numero Decimale in un numero Binario. Per i numeri da 0 a 15 si userà la sola casella di destra, per i numeri da 16 a 255 si useranno due caselle, e per i numeri da 256 a 4095 tutte e tre le caselle.**

vere **uno 0** ed **un 1**.

Questi numeri **8-4-2-1** sono chiamati **pesi**.

Nella **Tabella n.2** abbiamo riportato il codice **binario** relativo a soli **4** ingressi o uscite.

Poichè esistono anche integrati o circuiti con **8-16** ingressi o uscite, si dovrebbero preparare delle lunghissime tabelle, che sarebbe poi alquanto difficoltoso consultare per la presenza di tanti **0** e di tanti **1**.

Infatti, già con **8 uscite** o **ingressi** sono possibili ben **256** combinazioni e con **16 uscite** o **ingressi** ben **65.536** combinazioni.

## CONVERSIONE con i PESI

Un sistema molto semplice per scomporre un numero **decimale** in uno **binario** o viceversa, consiste nell'usare la **TABELLA** dei **PESI** (vedi Tabella n.3 raffigurata in alto).

Come potrete notare, questa tabella è suddivisa in tre caselle al cui interno sono presenti dei numeri chiamati **Pesi.**

Per i numeri **decimali** compresi tra **0-15** userete la prima casella di destra **8-4-2-1.**

Per i numeri **decimali** compresi tra **16-255** userete le due caselle **128-64-32-16** e **8-4-2-1**.

Per i numeri **decimali** compresi tra **256-4095** userete tutte e tre le caselle **2048-1024-512-256, 128-64-32-16** e **8-4-2-1.**

## CONVERTIRE i DECIMALI da 0 a 15 in numeri BINARI

**Esempio** = Ammettiamo che desideriate convertire il numero **decimale 7** in un numero **binario.**

Poichè il **7** è compreso nei numeri da **0-15**, dovrete usare solo l'ultima casella di destra relativa ai **pesi 8-4-2-1** (vedi fig.4).

- Scriverete il numero **decimale 7** sopra al primo **peso 8**, controllando poi se sia possibile **sottrarlo**.

- Poichè non è possibile sottrarre **8** dal numero **7**, nella casella del resto scriverete **N** che significa **NO.**

- Il **7** lo sposterete nella successiva casella sopra al **peso 4**, poi controllerete se sia possibile **sottrarlo.**

- Eseguendo **7-4** si ottiene **3**, numero che riporterete nella casella sottostante del **resto**, trascrivendolo anche sopra al **peso 2**.

- Svolgendo nuovamente la **sottrazione** fra questi due númeri, cioè **3-2**, otterrete come risultato **1**.

- Nella casella del **resto** scriverete **1**, poi lo stesso numero lo scriverete sopra al **peso 1**.

- Eseguendo quest'ultima **sottrazione 1-1** otterrete **0**, numero che scriverete nella casella del **resto**.

- Nelle caselle del **resto** avrete quindi questi dati:

**N 3 1 0**

- A questo punto dovrete mettere uno **0** laddove troverete nel **resto** una **N** e un **1** laddove troverete nel **resto** un qualsiasi numero compreso tra **0** e **15** e otterrete:

**0 1 1 1**

| | | | | |
|---|---|---|---|---|
| 7 | 7 | 3 | 1 | Decimale |
| 8 | 4 | 2 | 1 | Peso |
| N | 3 | 1 | 0 | Resto |
| 0 | 1 | 1 | 1 | Binario |

**Fig.4 Nel testo spieghiamo come utilizzare la Tabella N.3 riportata in fig.3 per convertire il numero Decimale 7 in un numero Binario composto da 0 e da 1.**

Consultando la **Tabella n.2** oppure la **Tabella n.6**, nella colonna dei **binari** ed in corrispondenza del numero **decimale** 7 troverete **0 1 1 1**.

**Esempio** = Ammettiamo ora che desideriate convertire il numero **decimale 10** in un numero **binario.**

Poichè questo numero è compreso tra **0-15**, dovrete usare solo la casella dei numeri **8-4-2-1** (vedi fig.5).

| | | | | |
|---|---|---|---|---|
| 10 | 2 | 2 | 0 | **Decimale** |
| 8 | 4 | 2 | 1 | **Peso** |
| 2 | N | 0 | N | **Resto** |
| 1 | 0 | 1 | 0 | **Binario** |

**Fig.5 Per convertire il numero Decimale 10 in un Binario, si parte da sinistra e lo si sottrae al Peso. Nel Resto si mette la lettera N se i due numeri non si possono sottrarre.**

- Scriverete il numero **decimale 10** sopra al primo **peso 8**, poi verificherete se sia possibile **sottrarlo.**

- Poichè **10-8** dà come risultato **2**, dovrete riportare questo numero nella casellina del **resto** e anche sopra al **peso 4**.

- Proseguendo, controllerete se sia possibile eseguire la sottrazione **2-4** e poichè non è possibile nella casella del **resto** scriverete **N.**

- Sposterete il numero **2** sopra al **peso 2**, quindi eseguirete la **sottrazione.**

- Eseguendo **2 - 2** otterrete **0**, numero che riporterete nella casellina del **resto** ed anche sopra al **peso 1**.

- Verificherete quindi se sia possibile eseguire l'ultima **sottrazione**, cioè **0-1** e poichè non è possibile nella casella del **resto** scriverete **N.**

- Completate tutte queste **sottrazioni**, nelle caselline sottostanti avrete questi dati:

**2 N 0 N**

- Nell'ultima fila di quadretti, metterete il numero **0** laddove nel **resto** troverete una **N** ed il numero **1** laddove nel **resto** troverete un **qualsiasi** numero compreso tra **0** e **15** e, così facendo, otterrete il numero **binario**:

**1 0 1 0**

- Se nella **Tabella n.2** ricercherete il numero **decimale 10** e controllerete il suo numero **binario**, troverete **1 0 1 0.**

**CONVERTIRE i DECIMALI da 16 a 255 in numeri BINARI**

Per convertire in **binari** tutti i numeri compresi tra **16** e **255** dovrete usare due sole caselle, cioè quelle con i **pesi 128-64-32-16** e **8-4-2-1** (vedi fig.6).

**Esempio** = Supponiamo che desideriate convertire in **binario** il numero **decimale 21**.

- Come prima operazione scriverete **21** sopra al primo **peso 128**, poi verificherete se sia possibile **sottrarlo.**

- Poichè questa operazione è **impossibile**, nella casellina sottostante scriverete **N** che significa **NO.**

- Sposterete ora il numero **21** sopra al successivo **peso 64**, poi verificherete se sia possibile **sottrarlo.**

- Poichè ciò non è possibile, nella casellina sottostante scriverete ancora **N.**

- Porterete quindi il numero **21** sopra al successivo numero di destra, cioè sul **peso 32**, e verificherete se sia possibile **sottrarlo.**

- Poichè non è possibile sottrarlo, nella casellina sottostante scriverete **N.**

- Sposterete quindi il numero **21** sopra al **peso 16**, poi controllerete se sia possibile **sottrarlo.**

- Eseguendo **21-16** otterrete come **resto 5.**

- Riporterete quindi questo numero nella casella sottostante del **resto** e sopra al successivo **peso 8.**

- Proseguendo, dovrete verificare se sia possibile **sottrarre** il numero **8** dal numero **5** e poichè non è possibile, nella casellina sottostante scriverete **N.**

- Porterete quindi il numero **5** sopra al **peso 4** per poter eseguire la successiva **sottrazione.**

| | | | | | | | | |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| 21 | 21 | 21 | 21 | 5 | 5 | 1 | 1 | Decimale |
| 128 | 64 | 32 | 16 | 8 | 4 | 2 | 1 | Peso |
| N | N | N | 5 | N | 1 | N | 0 | Resto |
| 0 | 0 | 0 | 1 | 0 | 1 | 0 | 1 | Binario |

**Fig.6 Se il numero Decimale è compreso tra 16 e 255, dovrete usare due caselle. In questo esempio abbiamo convertito il numero Decimale 21 nel corrispondente Binario.**

- Eseguendo **5-4** otterrete **1**. Questo numero lo riporterete nella casellina del **resto** e anche sopra il **peso 2.**

- Poichè la **sottrazione** tra i due numeri **1-2** non è possibile, nella casellina del **resto** scriverete **N.**

- Scriverete quindi il numero **1** sopra all'ultimo **peso 1** per rifare la solita **sottrazione**.

- Eseguendo **1-1** otterrete **0**, numero che riporterete nella casellina del **resto.**

- Nelle caselle sottostanti del **resto** vi ritroverete con questi dati:

**N N N 5 - N 1 N 0**

- Mettendo uno **0** laddove troverete **N** e un **1** laddove troverete un **qualsiasi** numero, compreso lo **zero**, otterrete questo numero **binario**:

**0 0 0 1 - 0 1 0 1**

Consultando la **Tabella N.6** scoprirete che questo numero **binario** corrisponde al **decimale 21.**

**CONVERTIRE i DECIMALI da 256 a 4095 in numeri BINARI**

Per convertire in **binari** tutti i numeri **decimali** compresi tra **256** a **4095**, dovrete usare tutte e tre le caselle (vedi fig.7).

Come già saprete, per scomporre un qualsiasi numero **decimale** dovrete sempre partire dal peso **maggiore** di sinistra, in questo caso dal numero **2048**, verificando poi se sia possibile sottrarre il vostro numero **decimale.**

Se questa operazione non è possibile, perchè il numero **decimale** è maggiore del numero del **peso**, nella casellina del **resto** dovrete scrivere una **N.**

Se invece è possibile **sottrarlo,** metterete il numero nel **resto** e questo stesso numero lo riporterete sopra al successivo **peso** posto a destra, fino ad arrivare all'ultimo **peso 1.**

Nelle caselline sottostanti (vedi **binario**) metterete uno **0** se troverete nel **resto** la lettera **N.**

Scriverete invece un **1** se nel **resto** troverete un qualsiasi **numero** compreso tra **0** e **4095.**

Nella fig.7 riportiamo un esempio di scomposizione del numero **decimale 1710** in un numero **binario.**

Come noterete, nelle caselline sottostanti del **resto** saranno presenti questi dati:

**N 686 174 N - 46 N 14 N - 6 2 0 N**

Mettendo uno **0** nelle caselle sotto **il resto** laddove è presente una **N**, e un **1** laddove è presente un **qualsiasi numero**, otterrete:

**0 1 1 0 - 1 0 1 0 - 1 1 1 0**

cioé il numero **binario** del **decimale 1710.**

| | | | | | | | | | | | | |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| 1710 | 1710 | 686 | 174 | 174 | 46 | 46 | 14 | 14 | 6 | 2 | 0 | Decimale |
| 2048 | 1024 | 512 | 256 | 128 | 64 | 32 | 16 | 8 | 4 | 2 | 1 | Peso |
| N | 686 | 174 | N | 46 | N | 14 | N | 6 | 2 | 0 | N | Resto |
| 0 | 1 | 1 | 0 | 1 | 0 | 1 | 0 | 1 | 1 | 1 | 0 | Binario |

**Fig.7 Se il numero Decimale è compreso tra 256 a 4095, dovrete usare tutte e tre le caselle. In questo esempio abbiamo convertito il numero Decimale 1710 in un numero Binario.**

**TABELLA N.4 PER CONVERTIRE UN NUMERO BINARIO IN DECIMALE**

| 2048 | 1024 | 512 | 256 | 128 | 64 | 32 | 16 | 8 | 4 | 2 | 1 | Peso |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| | | | | | | | | | | | | Binario |
| | | | | | | | | | | | | Somma |

**Fig.8 Per convertire un qualsiasi numero Binario in un numero Decimale, vi consigliamo di utilizzare questa Tabella. Come potrete notare, nelle caselle in alto è trascritto il Peso, nelle caselle centrali vi è lo spazio per inserire il numero Binario e nelle caselle in basso la Somma. Per i numeri composti da 4 cifre, ad esempio 1 1 1 1, si useranno le prime quattro caselle di destra, per i numeri composti da 8 cifre, ad esempio 1 1 1 1 - 1 1 1 1, si useranno anche le quattro caselle centrali con sopra trascritti i Pesi da 128 a 16 e per i numeri di 12 cifre, ad esempio 1 1 1 1 - 1 1 1 1 - 1 1 1 1, tutte e tre le serie di caselle.**

## CONVERTIRE un numero BINARIO in un numero DECIMALE

Per convertire un numero **binario** in un numero **decimale**, vi consigliamo di utilizzare la **Tabella N.4** visibile in fig.8.

Per i numeri **binari** composti da **quattro** cifre, userete la prima casella di destra, con i numeri **8-4-2-1.**

Per i numeri **binari** composti da **otto** cifre userete le due caselle con i numeri **128-64-32-16** e **8-4-2-1**.

Per i numeri **binari** composti da **dodici** cifre userete tutte e tre le caselle della **Tabella N.4** visibile in fig.8.

## CONVERTIRE 4 cifre BINARIE in un numero DECIMALE

**Esempio** = Ammettiamo ora che desideriate convertire il numero **binario 1 0 1 0** in un numero **decimale.**

Trovandovi in presenza di **quattro** cifre, dovrete usare la sola casella con i numeri **8-4-2-1** come visibile in fig.9.

| 8 | 4 | 2 | 1 | Peso |
|---|---|---|---|---|
| 1 | 0 | 1 | 0 | Binario |
| 8 | + | 2 | + | Somma |

**Fig.9 Per convertire il numero Binario 1010 nel corrispondente numero Decimale, si riporterà nella colonna Somma il numero del Peso dove è presente un 1 e un + dove vi è uno 0, poi si farà la somma.**

- Nella riga dei numeri **binari** riporterete il vostro numero **1 0 1 0**.

- Nella riga sottostante, denominata **somma,** scriverete il **numero** del **peso** se nella colonna in alto è presente un **1** e il segno + se è presente uno **0.**

- Così facendo nella fila di caselle denominata **somma** vi ritroverete con i numeri **8 + 2** che dovrete **sommare**:

**8 + 2 = 10**

Come potrete verificare consultando la **Tabella N.6**, il numero **decimale 10** ha come codice **binario 1 0 1 0.**

## CONVERTIRE 8 cifre BINARIE in un numero DECIMALE

Se il numero **binario** da convertire è composto da **otto cifre**, dovrete usare le due caselle con i **pesi 128-64-32-16 e 8-4-2-1** come visibile in fig.10.

**Esempio** = Ammettiamo che desideriate convertire il numero **binario 0 0 0 1 - 0 1 0 1** in un numero **decimale.**

- Scriverete il numero **0 0 0 1 - 0 1 0 1** nelle caselle dei **binari.**

- Nella riga sottostante, indicata **somma,** scriverete il **numero** del **peso** se nella riga in alto è presente un **1** e il segno + se è presente uno **0.**

- Così facendo, nella fila di caselle sottostante vi ritroverete con questi numeri **16 + 4 + 1** che, sommati, daranno come totale:

**16 + 4 + 1 = 21**

| 128 | 64 | 32 | 16 | 8 | 4 | 2 | 1 | Peso |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| 0 | 0 | 0 | 1 | 0 | 1 | 0 | 1 | Binario |
| + | + | + | 16 | + | 4 | + | 1 | Somma |

**Fig.10 Per convertire un numero Binario di 8 cifre, ad esempio 0 0 0 1 - 0 1 0 1, dovrete usare oltre alle caselle 8-4-2-1 anche quelle che riportano i Pesi 128-64-32-16. Nelle caselle dei Binari dovrete riportare il vostro numero 0 0 0 1 - 0 1 0 1, e nell'ultima fila di caselle della Somma trascriverete il numero riportato nelle caselle dei Pesi, solo se nella corrispondente casella del Binario è presente un 1 ed un + se nel numero Binario è presente uno 0. Facendo la Somma dei numeri così ottenuti, otterrete il corrispondente numero Decimale. In questo esempio, il numero Binario 0 0 0 1 - 0 1 0 1 corrisponde al Decimale 21.**

Se nella **Tabella N.6** ricercherete il numero **decimale 21** e controllerete il suo numero **binario**, troverete **0 0 0 1 - 0 1 0 1.**

**CONVERTIRE 12 cifre BINARIE in un numero DECIMALE**

**Esempio** = Ammettiamo ora che desideriate convertire in **decimale** un numero **binario** composto da questi numeri:

**0 1 1 0 - 1 0 1 0 - 1 1 1 0**

Poichè questo **binario** è composto da **dodici** cifre, dovrete usare tutte e tre le caselle come evidenziato in fig.11.

- La prima operazione da compiere è quella di riportare il numero **binario** nelle rispettive caselle.

- Nella fila di caselle denominata **somma** scriverete il **numero** del **peso** se nella riga in alto è presente un **1** e il segno **+** se è presente uno **0.**

- Così facendo in questa fila di caselle otterrete i numeri:

**1024 + 512 + 128 + 32 + 8 + 4 + 2**

- Sommando questi numeri otterrete il **decimale 1710.**

Se osservate la fig.7 dove abbiamo svolto l'operazione **inversa**, cioè abbiamo convertito questo numero **decimale 1710** in un numero **binario**, troverete:

**0 1 1 0 - 1 0 1 0 - 1 1 1 0**

Usando la **Tabella N.4** riuscirete molto velocemente e con estrema facilità a **convertire** qualsiasi numero **Binario** composto da 4-8-12 cifre in un numero **Decimale**, con il solo ausilio di una comune calcolatrice tascabile.

**CONVERTIRE un numero ESADECIMALE in un numero BINARIO**

Per convertire un numero **esadecimale** compreso tra **0** e **FF** (corrispondenti ad un numero **decimale** da **0** a **255**) in un numero **binario**, potrete usare la **Tabella N.6.**

Comunque se avete a disposizione la sola **Tabella N.5** dei numeri **esadecimali** da **0** a **F** potrete ugualmente scomporre questi numeri in **binari** in un modo molto semplice.

**Esempio** = Ammettiamo che desideriate scomporre i numeri **esadecimali 12 - 1B - D4 - F3** utilizzando la sola **Tabella N.5.**

| 2048 | 1024 | 512 | 256 | 128 | 64 | 32 | 16 | 8 | 4 | 2 | 1 | Peso |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| 0 | 1 | 1 | 0 | 1 | 0 | 1 | 0 | 1 | 1 | 1 | 0 | Binario |
| + | 1024 | 512 | + | 128 | + | 32 | + | 8 | 4 | 2 | + | Somma |

**Fig.11 Per convertire un numero Binario di 12 cifre dovrete usare tutte e tre le caselle della Tabella N.4. In questo esempio convertiamo un Binario di 12 cifre nel corrispondente numero Decimale che risulta 1710 (vedi esempio di fig.7).**

- Per il numero **esadecimale 12**, ricercherete nella **Tabella N.5** il **binario** del numero **esadecimale 1 = 0 0 0 1**

- Ricercherete quindi il **binario** del numero **esadecimale 2** e troverete:

**2 = 0 0 1 0**

**TABELLA N.5**

| DEC. | ESADEC. | BINARIO | | | |
|---|---|---|---|---|---|
| 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 |
| 1 | 1 | 0 | 0 | 0 | 1 |
| 2 | 2 | 0 | 0 | 1 | 0 |
| 3 | 3 | 0 | 0 | 1 | 1 |
| 4 | 4 | 0 | 1 | 0 | 0 |
| 5 | 5 | 0 | 1 | 0 | 1 |
| 6 | 6 | 0 | 1 | 1 | 0 |
| 7 | 7 | 0 | 1 | 1 | 1 |
| 8 | 8 | 1 | 0 | 0 | 0 |
| 9 | 9 | 1 | 0 | 0 | 1 |
| 10 | A | 1 | 0 | 1 | 0 |
| 11 | B | 1 | 0 | 1 | 1 |
| 12 | C | 1 | 1 | 0 | 0 |
| 13 | D | 1 | 1 | 0 | 1 |
| 14 | E | 1 | 1 | 1 | 0 |
| 15 | F | 1 | 1 | 1 | 1 |

**Fig.12 Questa Tabella N.5, perfettamente identica a quella di fig.2, è stata qui riportata perchè negli esempi di conversione da Binario a Esadecimale che troverete in queste pagine, dovrete spesso consultarla. Per i numeri Esadecimali maggiori di F o per i numeri Decimali maggiori di 15 potrete trovare tutti i dati richiesti nella Tabella N.6.**

- Affiancando questi due numeri **binari** otterrete **0 0 0 1 - 0 0 1 0.**

Se nella **Tabella N.6** andate al numero **esadecimale 12** (seconda colonna) e controllate il suo numero **binario**, troverete **0 0 0 1 - 0 0 1 0.**

- Per il numero **esadecimale 1B** ricercherete nella **Tabella N.5** il numero **binario** di **1** e di **B** e li riporterete uno di seguito all'altro **0 0 0 1 - 1 0 1 1.**

- Per il numero **esadecimale D4** eseguirete la stessa operazione, cioè ricercherete nella **Tabella N.5** il numero **binario** corrispondente alla lettera **D = 1 1 0 1** e al numero **4 = 0 1 0 0** e li affiancherete ottenendo così **1 1 0 1 - 0 1 0 0.**

Controllando la **Tabella N.6** troverete che il numero **esadecimale D4** corrisponde al numero **decimale 212**, quindi se volete provare a scomporre questo numero **decimale 212** in **binario** utilizzando le due ultime **caselle** di destra riportate in fig.3, otterrete:

**1 1 0 1 - 0 1 0 0**

- Per quanto riguarda il numero **esadecimale F3**, usando la **Tabella N.6** dovrete ricercare il numero **binario** della prima lettera **F = 1 1 1 1** e del secondo numero **3 = 0 0 1 1**, affiancandoli poi in modo da ottenere una cifra di otto numeri:

**1 1 1 1 - 0 0 1 1**

Ricercando nella **Tabella N.6 il binario** del numero **esadecimale F3**, troverete lo stesso numero poc'anzi indicato.

Dalla stessa **Tabella N.6** ricaverete che il numero **esadecimale F3** corrisponde al numero **decimale 243**, pertanto se volete controllare quale numero **binario** si otterrà usando le due ultime **caselle** di destra riportate in fig.3, al termine dell'operazione otterrete:

**1 1 1 1 - 0 0 1 1**

## CONVERTIRE un BINARIO di 8 CIFRE in un numero ESADECIMALE

Sempre usando la **Tabella N.5** potrete convertire un numero **binario** di **8 cifre** in uno **esadecimale** o **decimale** suddividendo il numero **binario** in gruppi di **quattro** cifre.

**Esempio** = Ammettiamo che desideriate convertire il numero **binario 0 1 1 0 0 0 1 1** in un numero **esadecimale.**

- Suddividendo questo numero **binario** di **8 cifre** in due gruppi di **4 cifre**, otterrete:

**0 1 1 0 - 0 0 1 1**

- Nella **Tabella N.5** ricercherete a quale numero **esadecimale** corrisponda il **binario 0 1 1 0** e qui troverete il numero **6**.

Sempre nella stessa **Tabella N.5** ricercherete a quale numero **esadecimale** corrisponde **0 0 1 1** e qui troverete il numero **3**.

- Affiancando questi due numeri otterrete il numero **esadecimale 63** che corrisponde al numero **decimale 99** come visibile nella **Tabella N.6**.

**Esempio** = Ammettiamo che desideriate convertire il numero **binario 11011110** in un numero **esadecimale.**

- Innanzitutto dovrete suddividere questo numero **binario** di **8 cifre** in due gruppi di **4 cifre,** ottenendo così **1 1 0 1 - 1 1 1 0.**

- Nella **Tabella N.5** ricercherete a quale numero **esadecimale** corrisponda il **binario 1 1 0 1** e qui troverete la lettera **D.**

- Sempre nella stessa **Tabella N.5** ricercherete a quale numero **esadecimale** corrisponda **1 1 1 0** e qui troverete la lettera **E.**

- Affiancando questi due numeri otterrete **il** numero **esadecimale DE,** che corrisponde al numero **decimale 222** come visibile nella **Tabella N.6.**

**CONVERTIRE un BINARIO di 12 CIFRE in un numero ESADECIMALE**

Sempre usando la **Tabella N.5** potrete convertire un numero **binario** di **12 cifre** in un numero **esadecimale**, suddividendo il numero **binario** in gruppi di **quattro** cifre.

**Esempio** = Ammettiamo che desideriate convertire il numero **binario 0 1 1 0 1 0 1 0 1 1 1 0** in un numero **esadecimale.**

- Innanzitutto dovrete suddividere questo numero **binario** di **12 cifre** in tre gruppi di **4 cifre**, ottenendo così **0 1 1 0 - 1 0 1 0 - 1 1 1 0.**

- Nella **Tabella N.5** ricercherete a quale numero **esadecimale** corrisponda il **binario 0 1 1 0** e qui troverete il numero **6.**

- Sempre nella stessa **Tabella N.5** ricercherete a quale numero **esadecimale** corrisponda il **binario 1 0 1 0** e qui troverete **la** lettera **A.**

- Ricercherete quindi a quale numero **esadecimale** corrisponda il **binario 1 1 1 0** e qui troverete la lettera **E.**

- Affiancando al primo numero le due lettere, otterrete il numero **esadecimale 6AE**, che corrisponde al numero **decimale 1710.**

**CONVERTIRE i DECIMALI da 256 a 4095 in un numero ESADECIMALE o BINARIO**

Tutti i numeri **decimali** da **256** a **4095,** equivalenti ai numeri **esadecimali** da **100** a **FFF**, hanno un codice **binario** composto da **12 cifre:**

**0 0 0 0 - 0 0 0 0 - 0 0 0 0**

Per pubblicare una **Tabella** completa dei numeri compresi tra il **256** ed il **4095**, come abbiamo fatto per **i** numeri **decimali** da **0** a **255**, sarebbero state necessarie più di **40 pagine**, quindi in questo caso ci siamo limitati a riportare i soli numeri di **base** che, come già saprete, cambiano ogni **16** numeri.

Nella **Tabella N.7**, che inizia dal numero **decimale 256**, troverete quindi i soli numeri che aumentano di **16** in **16**, cioè:

**256 + 16 = 272 decimale**
**272 + 16 = 288 decimale**
**288 + 16 = 304 decimale**
**304 + 16 = 320 decimale ecc.**

che corrispondono ai numeri **esadecimali**:

**256 = 100 esadecimale**
**272 = 110 esadecimale**
**288 = 120 esadecimale**
**304 = 130 esadecimale ecc.**

Disponendo del solo numero **iniziale** per i **decimali** è molto facile ottenere anche tutti gli altri numeri **decimali** utilizzando la **Tabella N.5.**

Poichè nella **Tabella N.7** troverete i soli numeri **Decimali** con salti di **16** in **16** e non i numeri intermedi, per ricavare **il** numero **Esadecimale** dei numeri che non appaiono sarà sufficiente inserire nell'ultimo numero di destra il numero, o lettera, riportato nella colonna **Esadecimale** della **Tabella N.5**, ad esempio:

| | | |
|---|---|---|
| **272 = 110** | **288 = 120** | **304 = 130** |
| **273 = 111** | **289 = 121** | **305 = 131** |
| **274 = 112** | **290 = 122** | **306 = 132** |
| **275 = 113** | **291 = 123** | **307 = 133** |
| **276 = 114** | **292 = 124** | **308 = 134** |
| **277 = 115** | **293 = 125** | **309 = 135** |
| **278 = 116** | **294 = 126** | **310 = 136** |
| **279 = 117** | **295 = 127** | **311 = 137** |
| **280 = 118** | **296 = 128** | **312 = 138** |
| **281 = 119** | **297 = 129** | **313 = 139** |
| **282 = 11A** | **298 = 12A** | **314 = 13A** |
| **283 = 11B** | **299 = 12B** | **315 = 13B** |
| **284 = 11C** | **300 = 12C** | **316 = 13C** |
| **285 = 11D** | **301 = 12D** | **317 = 13D** |
| **286 = 11E** | **302 = 12E** | **318 = 13E** |
| **287 = 11F** | **303 = 12F** | **319 = 13F** |

Nel caso non vogliate utilizzare questo sistema, ne esiste un secondo altrettanto semplice che consiste nel ricercare nella **Tabella N.7** il primo numero **inferiore** che non risulti maggiore de**l decimale** che si vuole convertire, nello svolgere poi una sottrazione e, in base al numero ottenuto, nel prelevare dalla **Tabella N.5 il** numero da inserire al posto dell'ultimo **zero.**

**Esempio** = Ammettiamo che desideriate conoscere il numero **esadecimale** ed il numero **binario** corrispondenti al numero **decimale 287**, che non troverete nella **Tabella N.6** perchè questa termina con il numero **255** e nemmeno nella **Tabella N.7** perchè dal numero **272** si passa al numero **288.**

- Nella **Tabella N.7** ricercherete il primo numero minore di **287** e qui troverete il numero **272**.

- A questo punto svolgerete la sottrazione:

**287 - 272 = 15**

- Nella **Tabella N.5** verificherete a quale esadecimale corrisponde **15** e qui troverete la lettera **F.**

- Poichè il numero **base 272** ha come codice **esadecimale 1 1 0**, toglierete l'ultimo **0** e lo sostituirete con la lettera **F**, ottenendo così **1 1 F**.

Per ottenere il numero **binario** potrete prelevare dalla **Tabella N.5** le cifre corrispondenti ai numeri **esadecimali 1 - 1 - F**, ottenendo così:

**0 0 0 1 - 0 0 0 1 - 1 1 1 1**

**Esempio** = Ammettiamo che desideriate conoscere quali siano il numero **esadecimale** ed il numero **binario** corrispondenti al numero **decimale 4036** non presente nella **Tabella N.7**.

- Nella **Tabella N.7** ricercherete il primo numero **minore** di **4036** e qui troverete il numero **4032**.

- A questo punto eseguirete la sottrazione:

**4036 - 4032 = 4**

Nella **Tabella N.5** verificherete quale numero **esadecimale** corrisponde a **4** e qui troverete **4**.

- Poichè il numero **base 4032** ha come codice **esadecimale FC0**, toglierete l'ultimo **0** e lo sostituirete con il numero **4**, ottenendo così **FC4.**

Per ricavare il numero **binario** potrete prelevare dalla **Tabella N.5** le cifre corrispondenti ai numeri **esadecimali F - C - 4**, ottenendo così:

**1 1 1 1 - 1 1 0 0 - 0 1 0 0**

Come avrete notato utilizzando le due **Tabelle N.5** e **N.7**, non risulta molto difficile convertire un numero **decimale** in uno **esadecimale** e trovare di questi anche il relativo numero **binario.**

**CONVERTIRE un ESADECIMALE a 3 cifre in un numero DECIMALE**

Per fare l'operazione inversa, cioè convertire un numero **esadecimale** a **3 cifre** in un numero **decimale** si deve togliere dal numero **esadecimale** l'ultima cifra, sostituendola con uno **0**; quindi si ricerca nella **Tabella N.7** il suo numero **decimale** e a questo numero si **somma** il valore del numero **esadecimale** sostituito allo **0.**

**Esempio** = Supponiamo che desideriate convertire il numero **esadecimale 109**, non presente nella **Tabella N.7**, in un numero **decimale**.

- Nel numero **esadecimale 109** sostituirete l'ultima cifra **9** con uno **0**, ottenendo così il numero **100**.

- Nella **Tabella N.7** ricercherete a quale numero **decimale** corrisponde l'**esadecimale 100** e qui troverete il numero **decimale 256.**

- Nella **Tabella N.5** ricercherete a quale numero **decimale** corrisponde il numero **9** già sostituito con uno **0** e qui troverete **9**.

- A questo punto svolgerete una semplice **addizione:**

**256 + 9 = 265**

Infatti, il numero **esadecimale 265** corrisponde al numero **decimale 570.**

**Esempio** = Supponiamo che desideriate convertire il numero **esadecimale 23A** in un numero **decimale**.

- Nel numero **esadecimale 23A** sostituirete la lettera **A** di destra con uno **0**, ottenendo così il numero **230**.

- Nella **Tabella N.7** ricercherete a quale numero **decimale** corrisponde l'**esadecimale 230** e qui troverete il numero **decimale 560.**

- Nella **Tabella N.5** ricercherete a quale numero **decimale** corrisponde la lettera **A** e qui troverete **10.**

- A questo punto dovrete svolgere una semplice **addizione:**

**560 + 10 = 570**

Infatti, il numero **esadecimale 23A** corrisponde al numero **decimale 570**.

## TABELLA N.6

**Nella prima colonna sono elencati tutti i numeri DECIMALI da 0 a 255.**
**Nella seconda colonna i corrispondenti numeri ESADECIMALI da 0 a FF.**
**Nella terza colonna il codice BINARIO di ogni numero.**

| DEC. | ESADEC. | BINARIO |
|---|---|---|
| 0 | 0 | 0000-0000 |
| 1 | 1 | 0000-0001 |
| 2 | 2 | 0000-0010 |
| 3 | 3 | 0000-0011 |
| 4 | 4 | 0000-0100 |
| 5 | 5 | 0000-0101 |
| 6 | 6 | 0000-0110 |
| 7 | 7 | 0000-0111 |
| 8 | 8 | 0000-1000 |
| 9 | 9 | 0000-1001 |
| 10 | A | 0000-1010 |
| 11 | B | 0000-1011 |
| 12 | C | 0000-1100 |
| 13 | D | 0000-1101 |
| 14 | E | 0000-1110 |
| 15 | F | 0000-1111 |
| 16 | 10 | 0001-0000 |
| 17 | 11 | 0001-0001 |
| 18 | 12 | 0001-0010 |
| 19 | 13 | 0001-0011 |
| 20 | 14 | 0001-0100 |
| 21 | 15 | 0001-0101 |
| 22 | 16 | 0001-0110 |
| 23 | 17 | 0001-0111 |
| 24 | 18 | 0001-1000 |
| 25 | 19 | 0001-1001 |
| 26 | 1A | 0001-1010 |
| 27 | 1B | 0001-1011 |
| 28 | 1C | 0001-1100 |
| 29 | 1D | 0001-1101 |
| 30 | 1E | 0001-1110 |
| 31 | 1F | 0001-1111 |
| 32 | 20 | 0010-0000 |
| 33 | 21 | 0010-0001 |
| 34 | 22 | 0010-0010 |
| 35 | 23 | 0010-0011 |
| 36 | 24 | 0010-0100 |
| 37 | 25 | 0010-0101 |
| 38 | 26 | 0010-0110 |
| 39 | 27 | 0010-0111 |
| 40 | 28 | 0010-1000 |
| 41 | 29 | 0010-1001 |
| 42 | 2A | 0010-1010 |
| 43 | 2B | 0010-1011 |
| 44 | 2C | 0010-1100 |
| 45 | 2D | 0010-1101 |
| 46 | 2E | 0010-1110 |
| 47 | 2F | 0010-1111 |
| 48 | 30 | 0011-0000 |
| 49 | 31 | 0011-0001 |
| 50 | 32 | 0011-0010 |
| 51 | 33 | 0011-0011 |
| 52 | 34 | 0011-0100 |
| 53 | 35 | 0011-0101 |
| 54 | 36 | 0011-0110 |
| 55 | 37 | 0011-0111 |
| 56 | 38 | 0011-1000 |
| 57 | 39 | 0011-1001 |
| 58 | 3A | 0011-1010 |
| 59 | 3B | 0011-1011 |
| 60 | 3C | 0011-1100 |
| 61 | 3D | 0011-1101 |
| 62 | 3E | 0011-1110 |
| 63 | 3F | 0011-1111 |
| 64 | 40 | 0100-0000 |
| 65 | 41 | 0100-0001 |
| 66 | 42 | 0100-0010 |
| 67 | 43 | 0100-0011 |
| 68 | 44 | 0100-0100 |
| 69 | 45 | 0100-0101 |
| 70 | 46 | 0100-0110 |
| 71 | 47 | 0100-0111 |
| 72 | 48 | 0100-1000 |
| 73 | 49 | 0100-1001 |
| 74 | 4A | 0100-1010 |
| 75 | 4B | 0100-1011 |
| 76 | 4C | 0100-1100 |
| 77 | 4D | 0100-1101 |
| 78 | 4E | 0100-1110 |
| 79 | 4F | 0100-1111 |
| 80 | 50 | 0101-0000 |
| 81 | 51 | 0101-0001 |
| 82 | 52 | 0101-0010 |
| 83 | 53 | 0101-0011 |
| 84 | 54 | 0101-0100 |
| 85 | 55 | 0101-0101 |
| 86 | 56 | 0101-0110 |
| 87 | 57 | 0101-0111 |
| 88 | 58 | 0101-1000 |
| 89 | 59 | 0101-1001 |
| 90 | 5A | 0101-1010 |
| 91 | 5B | 0101-1011 |
| 92 | 5C | 0101-1100 |
| 93 | 5D | 0101-1101 |
| 94 | 5E | 0101-1110 |
| 95 | 5F | 0101-1111 |

# TABELLA N.6

**Nella prima colonna sono elencati tutti i numeri DECIMALI da 0 a 255.**
**Nella seconda colonna i corrispondenti numeri ESADECIMALI da 0 a FF.**
**Nella terza colonna il codice BINARIO di ogni numero.**

| DEC. | ESADEC. | BINARIO |
|---|---|---|
| 96 | 60 | 0 1 1 0 - 0 0 0 0 |
| 97 | 61 | 0 1 1 0 - 0 0 0 1 |
| 98 | 62 | 0 1 1 0 - 0 0 1 0 |
| 99 | 63 | 0 1 1 0 - 0 0 1 1 |
| 100 | 64 | 0 1 1 0 - 0 1 0 0 |
| 101 | 65 | 0 1 1 0 - 0 1 0 1 |
| 102 | 66 | 0 1 1 0 - 0 1 1 0 |
| 103 | 67 | 0 1 1 0 - 0 1 1 1 |
| 104 | 68 | 0 1 1 0 - 1 0 0 0 |
| 105 | 69 | 0 1 1 0 - 1 0 0 1 |
| 106 | 6A | 0 1 1 0 - 1 0 1 0 |
| 107 | 6B | 0 1 1 0 - 1 0 1 1 |
| 108 | 6C | 0 1 1 0 - 1 1 0 0 |
| 109 | 6D | 0 1 1 0 - 1 1 0 1 |
| 110 | 6E | 0 1 1 0 - 1 1 1 0 |
| 111 | 6F | 0 1 1 0 - 1 1 1 1 |
| 112 | 70 | 0 1 1 1 - 0 0 0 0 |
| 113 | 71 | 0 1 1 1 - 0 0 0 1 |
| 114 | 72 | 0 1 1 1 - 0 0 1 0 |
| 115 | 73 | 0 1 1 1 - 0 0 1 1 |
| 116 | 74 | 0 1 1 1 - 0 1 0 0 |
| 117 | 75 | 0 1 1 1 - 0 1 0 1 |
| 118 | 76 | 0 1 1 1 - 0 1 1 0 |
| 119 | 77 | 0 1 1 1 - 0 1 1 1 |
| 120 | 78 | 0 1 1 1 - 1 0 0 0 |
| 121 | 79 | 0 1 1 1 - 1 0 0 1 |
| 122 | 7A | 0 1 1 1 - 1 0 1 0 |
| 123 | 7B | 0 1 1 1 - 1 0 1 1 |
| 124 | 7C | 0 1 1 1 - 1 1 0 0 |
| 125 | 7D | 0 1 1 1 - 1 1 0 1 |
| 126 | 7E | 0 1 1 1 - 1 1 1 0 |
| 127 | 7F | 0 1 1 1 - 1 1 1 1 |
| 128 | 80 | 1 0 0 0 - 0 0 0 0 |
| 129 | 81 | 1 0 0 0 - 0 0 0 1 |
| 130 | 82 | 1 0 0 0 - 0 0 1 0 |
| 131 | 83 | 1 0 0 0 - 0 0 1 1 |
| 132 | 84 | 1 0 0 0 - 0 1 0 0 |
| 133 | 85 | 1 0 0 0 - 0 1 0 1 |
| 134 | 86 | 1 0 0 0 - 0 1 1 0 |
| 135 | 87 | 1 0 0 0 - 0 1 1 1 |
| 136 | 88 | 1 0 0 0 - 1 0 0 0 |
| 137 | 89 | 1 0 0 0 - 1 0 0 1 |
| 138 | 8A | 1 0 0 0 - 1 0 1 0 |
| 139 | 8B | 1 0 0 0 - 1 0 1 1 |
| 140 | 8C | 1 0 0 0 - 1 1 0 0 |
| 141 | 8D | 1 0 0 0 - 1 1 0 1 |
| 142 | 8E | 1 0 0 0 - 1 1 1 0 |
| 143 | 8F | 1 0 0 0 - 1 1 1 1 |

| DEC. | ESADEC. | BINARIO |
|---|---|---|
| 144 | 90 | 1 0 0 1 - 0 0 0 0 |
| 145 | 91 | 1 0 0 1 - 0 0 0 1 |
| 146 | 92 | 1 0 0 1 - 0 0 1 0 |
| 147 | 93 | 1 0 0 1 - 0 0 1 1 |
| 148 | 94 | 1 0 0 1 - 0 1 0 0 |
| 149 | 95 | 1 0 0 1 - 0 1 0 1 |
| 150 | 96 | 1 0 0 1 - 0 1 1 0 |
| 151 | 97 | 1 0 0 1 - 0 1 1 1 |
| 152 | 98 | 1 0 0 1 - 1 0 0 0 |
| 153 | 99 | 1 0 0 1 - 1 0 0 1 |
| 154 | 9A | 1 0 0 1 - 1 0 1 0 |
| 155 | 9B | 1 0 0 1 - 1 0 1 1 |
| 156 | 9C | 1 0 0 1 - 1 1 0 0 |
| 157 | 9D | 1 0 0 1 - 1 1 0 1 |
| 158 | 9E | 1 0 0 1 - 1 1 1 0 |
| 159 | 9F | 1 0 0 1 - 1 1 1 1 |
| 160 | A0 | 1 0 1 0 - 0 0 0 0 |
| 161 | A1 | 1 0 1 0 - 0 0 0 1 |
| 162 | A2 | 1 0 1 0 - 0 0 1 0 |
| 163 | A3 | 1 0 1 0 - 0 0 1 1 |
| 164 | A4 | 1 0 1 0 - 0 1 0 0 |
| 165 | A5 | 1 0 1 0 - 0 1 0 1 |
| 166 | A6 | 1 0 1 0 - 0 1 1 0 |
| 167 | A7 | 1 0 1 0 - 0 1 1 1 |
| 168 | A8 | 1 0 1 0 - 1 0 0 0 |
| 169 | A9 | 1 0 1 0 - 1 0 0 1 |
| 170 | AA | 1 0 1 0 - 1 0 1 0 |
| 171 | AB | 1 0 1 0 - 1 0 1 1 |
| 172 | AC | 1 0 1 0 - 1 1 0 0 |
| 173 | AD | 1 0 1 0 - 1 1 0 1 |
| 174 | AE | 1 0 1 0 - 1 1 1 0 |
| 175 | AF | 1 0 1 0 - 1 1 1 1 |
| 176 | B0 | 1 0 1 1 - 0 0 0 0 |
| 177 | B1 | 1 0 1 1 - 0 0 0 1 |
| 178 | B2 | 1 0 1 1 - 0 0 1 0 |
| 179 | B3 | 1 0 1 1 - 0 0 1 1 |
| 180 | B4 | 1 0 1 1 - 0 1 0 0 |
| 181 | B5 | 1 0 1 1 - 0 1 0 1 |
| 182 | B6 | 1 0 1 1 - 0 1 1 0 |
| 183 | B7 | 1 0 1 1 - 0 1 1 1 |
| 184 | B8 | 1 0 1 1 - 1 0 0 0 |
| 185 | B9 | 1 0 1 1 - 1 0 0 1 |
| 186 | BA | 1 0 1 1 - 1 0 1 0 |
| 187 | BB | 1 0 1 1 - 1 0 1 1 |
| 188 | BC | 1 0 1 1 - 1 1 0 0 |
| 189 | BD | 1 0 1 1 - 1 1 0 1 |
| 190 | BE | 1 0 1 1 - 1 1 1 0 |
| 191 | BF | 1 0 1 1 - 1 1 1 1 |

## TABELLA N.6

**Nella prima colonna sono elencati tutti i numeri DECIMALI da 0 a 255.**
**Nella seconda colonna i corrispondenti numeri ESADECIMALI da 0 a FF.**
**Nella terza colonna il codice BINARIO di ogni numero.**

| DEC. | ESADEC. | BINARIO |
|---|---|---|
| 192 | C0 | 1 1 0 0 - 0 0 0 0 |
| 193 | C1 | 1 1 0 0 - 0 0 0 1 |
| 194 | C2 | 1 1 0 0 - 0 0 1 0 |
| 195 | C3 | 1 1 0 0 - 0 0 1 1 |
| 196 | C4 | 1 1 0 0 - 0 1 0 0 |
| 197 | C5 | 1 1 0 0 - 0 1 0 1 |
| 198 | C6 | 1 1 0 0 - 0 1 1 0 |
| 199 | C7 | 1 1 0 0 - 0 1 1 1 |
| 200 | C8 | 1 1 0 0 - 1 0 0 0 |
| 201 | C9 | 1 1 0 0 - 1 0 0 1 |
| 202 | CA | 1 1 0 0 - 1 0 1 0 |
| 203 | CB | 1 1 0 0 - 1 0 1 1 |
| 204 | CC | 1 1 0 0 - 1 1 0 0 |
| 205 | CD | 1 1 0 0 - 1 1 0 1 |
| 206 | CE | 1 1 0 0 - 1 1 1 0 |
| 207 | CF | 1 1 0 0 - 1 1 1 1 |

| | | |
|---|---|---|
| 208 | D0 | 1 1 0 1 - 0 0 0 0 |
| 209 | D1 | 1 1 0 1 - 0 0 0 1 |
| 210 | D2 | 1 1 0 1 - 0 0 1 0 |
| 211 | D3 | 1 1 0 1 - 0 0 1 1 |
| 212 | D4 | 1 1 0 1 - 0 1 0 0 |
| 213 | D5 | 1 1 0 1 - 0 1 0 1 |
| 214 | D6 | 1 1 0 1 - 0 1 1 0 |
| 215 | D7 | 1 1 0 1 - 0 1 1 1 |
| 216 | D8 | 1 1 0 1 - 1 0 0 0 |
| 217 | D9 | 1 1 0 1 - 1 0 0 1 |
| 218 | DA | 1 1 0 1 - 1 0 1 0 |
| 219 | DB | 1 1 0 1 - 1 0 1 1 |
| 220 | DC | 1 1 0 1 - 1 1 0 0 |
| 221 | DD | 1 1 0 1 - 1 1 0 1 |
| 222 | DE | 1 1 0 1 - 1 1 1 0 |
| 223 | DF | 1 1 0 1 - 1 1 1 1 |

| | | |
|---|---|---|
| 224 | E0 | 1 1 1 0 - 0 0 0 0 |
| 225 | E1 | 1 1 1 0 - 0 0 0 1 |
| 226 | E2 | 1 1 1 0 - 0 0 1 0 |
| 227 | E3 | 1 1 1 0 - 0 0 1 1 |
| 228 | E4 | 1 1 1 0 - 0 1 0 0 |
| 229 | E5 | 1 1 1 0 - 0 1 0 1 |
| 230 | E6 | 1 1 1 0 - 0 1 1 0 |
| 231 | E7 | 1 1 1 0 - 0 1 1 1 |
| 232 | E8 | 1 1 1 0 - 1 0 0 0 |
| 233 | E9 | 1 1 1 0 - 1 0 0 1 |
| 234 | EA | 1 1 1 0 - 1 0 1 0 |
| 235 | EB | 1 1 1 0 - 1 0 1 1 |
| 236 | EC | 1 1 1 0 - 1 1 0 0 |
| 237 | ED | 1 1 1 0 - 1 1 0 1 |
| 238 | EE | 1 1 1 0 - 1 1 1 0 |
| 239 | EF | 1 1 1 0 - 1 1 1 1 |

| DEC. | ESADEC. | BINARIO |
|---|---|---|
| 240 | F0 | 1 1 1 1 - 0 0 0 0 |
| 241 | F1 | 1 1 1 1 - 0 0 0 1 |
| 242 | F2 | 1 1 1 1 - 0 0 1 0 |
| 243 | F3 | 1 1 1 1 - 0 0 1 1 |
| 244 | F4 | 1 1 1 1 - 0 1 0 0 |
| 245 | F5 | 1 1 1 1 - 0 1 0 1 |
| 246 | F6 | 1 1 1 1 - 0 1 1 0 |
| 247 | F7 | 1 1 1 1 - 0 1 1 1 |
| 248 | F8 | 1 1 1 1 - 1 0 0 0 |
| 249 | F9 | 1 1 1 1 - 1 0 0 1 |
| 250 | FA | 1 1 1 1 - 1 0 1 0 |
| 251 | FB | 1 1 1 1 - 1 0 1 1 |
| 252 | FC | 1 1 1 1 - 1 1 0 0 |
| 253 | FD | 1 1 1 1 - 1 1 0 1 |
| 254 | FE | 1 1 1 1 - 1 1 1 0 |
| 255 | FF | 1 1 1 1 - 1 1 1 1 |

Preparare una Tabella con tutti questi dati non è così difficile come a prima vista si potrebbe pensare.

Se partiamo dal numero **Decimale 16** che ha come corrispondente il numero **Esadecimale 10**, si potrà notare che dopo 16 numeri, quest'ultimo si tramuta in un **20**, poi in un **30**, in un **40**, ecc., proseguendo dopo il numero **Esadecimale 90** con **A0-B0-C0-D0-E0**, per terminare con **F0**.

Per quanto riguarda i numeri **Binari** si potrà notare, partendo sempre dal numero **Esadecimale 10** fino ad arrivare a **1F**, che nella prima colonna di sinistra sono presenti tutti **0 0 0 1.**

Passando al numero **Esadecimale 20** fino ad arrivare a **2F**, il numero **Binario** è sempre **0 0 1 0**.

Passando al numero **Esadecimale 30** per arrivare a **3F**, il numero **Binario** è sempre **0 0 1 1**.

Se controllate attentamente la **Tabella N.5,** noterete che i numeri **Binari** dei numeri **Esadecimali:**

**1-2-3-4-5-6-7-8-9-A-B-C-D-E-F**

sono identici a quelli riportati nella **prima** colonna dei **Binari** della **Tabella N.6** in corrispondenza degli Esadecimali **10-20-30**, ecc.

Sempre nella Tabella N.6, nella **seconda** colonna sono invece riportati i numeri **Binari** corrispondenti all'unità del numero **Esadecimale**, pertanto per i numeri:

**10-11-12-13-14-15-16-17-18-19**
**1A-1B-1C-1D-1E-1F**

troverete gli stessi numeri **Esadecimali** da **0** a **F** riportati nella **Tabella N.5**.

In questa **Tabella N.7** abbiamo riportato tutti i numeri **Decimali** da **256** a **4095** con salti di 16 in 16, quindi mancano tutti i numeri **intermedi** ed anche i corrispondenti numeri **Binari**.

Per ricavare l'**Esadecimale** dei numeri **intermedi** sarà sufficiente ricercare nella **Tabella N.7** la posizione in cui il numero intermedio si troverebbe collocato se fosse presente.

Di questi due numeri, cioè il **maggiore** ed il **minore** si prenderà quello **minore** e lo si sottrarrà al numero intermedio ricercato.

Il numero ottenuto lo si convertirà in un numero **Esadecimale** utilizzando la **Tabella N.5** e lo si sostituirà al numero **0** di destra del numero **Esadecimale minore** preso per la **sottrazione**.

**Esempio** = Supponiamo che desideriate convertire il numero **Decimale 286** nel corrispondente numero **Esadecimale**, ricavando di questo anche il relativo codice **Binario.**

Controllando la **Tabella N.7** saprete già che il numero **Decimale 286** andrebbe collocato tra i numeri **272** e **288**.

Di questi due numeri prenderete il **minore**, cioè **272**, e lo sottrarrete al numero **Decimale 286**:

**286 - 272 = 14**

A questo punto andrete alla **Tabella N.5** e controllerete qual è il corrispondente numero **Esadecimale** del numero **Decimale 14** e qui troverete la lettera **E.**

Poichè il numero **minore,** preso per la **sottrazione,** era il numero **Decimale 272** che aveva come numero **Esadecimale 110,** sostituirete l'ultimo **0** di destra con la lettera **E** ottenendo così l'**Esadecimale 11E.**

Per convertire questo numero **Esadecimale 11E** in un numero **Binario** li separerete ottenendo così **1-1-E** e dalla **Tabella N.5** preleverete i numeri **Binari** di questi tre numeri o cifre e li affiancherete uno all'altro:

**0 0 0 1 - 0 0 0 1 - 1 1 1 0**

**Esempio =** Supponiamo che desideriate convertire il numero **Esadecimale 2AF,** non riportato nella **Tabella N.7,** nel corrispondente numero **Decimale.**

Per convertire questo numero **Esadecimale 2AF** in un **Decimale** dovrete sostituire l'ultima lettera di destra **F** con uno **0** e, così facendo, otterrete **2A0.**

Nella **Tabella N.7** ricercherete il numero **2A0** e qui troverete: **2A0 = 672**

A questo punto ricercherete nella **Tabella N.5** il numero **Decimale** di **F** che è **F = 15.**

Sommerete **15** al numero **672** ottenendo così:

**15 + 672 = 687**

**il numero 687** è il **Decimale** del numero **Esadecimale 2AF.**



## TABELLA N.7

**Nota: Nell'ultima colonna di destra della pagina accanto abbiamo riportato i numeri decimali da 4048 a 4095 con incremento unitario.**

| DEC. | ESADEC. | DEC. | ESADEC. |
|---|---|---|---|
| 256 | 100 | 1024 | 400 |
| 272 | 110 | 1040 | 410 |
| 288 | 120 | 1056 | 420 |
| 304 | 130 | 1072 | 430 |
| 320 | 140 | 1088 | 440 |
| 336 | 150 | 1104 | 450 |
| 352 | 160 | 1120 | 460 |
| 368 | 170 | 1136 | 470 |
| 384 | 180 | 1152 | 480 |
| 400 | 190 | 1168 | 490 |
| 416 | 1A0 | 1184 | 4A0 |
| 432 | 1B0 | 1200 | 4B0 |
| 448 | 1C0 | 1216 | 4C0 |
| 464 | 1D0 | 1232 | 4D0 |
| 480 | 1E0 | 1248 | 4E0 |
| 496 | 1F0 | 1264 | 4F0 |
| 512 | 200 | 1280 | 500 |
| 528 | 210 | 1296 | 510 |
| 544 | 220 | 1312 | 520 |
| 560 | 230 | 1328 | 530 |
| 576 | 240 | 1344 | 540 |
| 592 | 250 | 1360 | 550 |
| 608 | 260 | 1376 | 560 |
| 624 | 270 | 1392 | 570 |
| 640 | 280 | 1408 | 580 |
| 656 | 290 | 1424 | 590 |
| 672 | 2A0 | 1440 | 5A0 |
| 688 | 2B0 | 1456 | 5B0 |
| 704 | 2C0 | 1472 | 5C0 |
| 720 | 2D0 | 1488 | 5D0 |
| 736 | 2E0 | 1504 | 5E0 |
| 752 | 2F0 | 1520 | 5F0 |
| 768 | 300 | 1536 | 600 |
| 784 | 310 | 1552 | 610 |
| 800 | 320 | 1568 | 620 |
| 816 | 330 | 1584 | 630 |
| 832 | 340 | 1600 | 640 |
| 848 | 350 | 1616 | 650 |
| 864 | 360 | 1632 | 660 |
| 880 | 370 | 1648 | 670 |
| 896 | 380 | 1664 | 680 |
| 912 | 390 | 1680 | 690 |
| 928 | 3A0 | 1696 | 6A0 |
| 944 | 3B0 | 1712 | 6B0 |
| 960 | 3C0 | 1728 | 6C0 |
| 976 | 3D0 | 1744 | 6D0 |
| 992 | 3E0 | 1760 | 6E0 |
| 1008 | 3F0 | 1776 | 6F0 |

Nella prima colonna sono elencati i numeri DECIMALI da 256 a 4095.
Nella seconda colonna i corrispondenti ESADECIMALI da 100 a FFF.
Per conoscere i corrispondenti numeri BINARI leggere il testo.

| DEC. | ESADEC. |
|---|---|
| 1792 | 700 |
| 1808 | 710 |
| 1824 | 720 |
| 1840 | 730 |
| 1856 | 740 |
| 1872 | 750 |
| 1888 | 760 |
| 1904 | 770 |
| 1920 | 780 |
| 1936 | 790 |
| 1952 | 7A0 |
| 1968 | 7B0 |
| 1984 | 7C0 |
| 2000 | 7D0 |
| 2016 | 7E0 |
| 2032 | 7F0 |

| | |
|---|---|
| 2048 | 800 |
| 2064 | 810 |
| 2080 | 820 |
| 2096 | 830 |
| 2112 | 840 |
| 2128 | 850 |
| 2144 | 860 |
| 2160 | 870 |
| 2176 | 880 |
| 2192 | 890 |
| 2208 | 8A0 |
| 2224 | 8B0 |
| 2240 | 8C0 |
| 2256 | 8D0 |
| 2272 | 8E0 |
| 2288 | 8F0 |

| | |
|---|---|
| 2304 | 900 |
| 2320 | 910 |
| 2336 | 920 |
| 2352 | 930 |
| 2368 | 940 |
| 2384 | 950 |
| 2400 | 960 |
| 2416 | 970 |
| 2432 | 980 |
| 2448 | 990 |
| 2464 | 9A0 |
| 2480 | 9B0 |
| 2496 | 9C0 |
| 2512 | 9D0 |
| 2528 | 9E0 |
| 2544 | 9F0 |

| DEC. | ESADEC. |
|---|---|
| 2560 | A00 |
| 2576 | A10 |
| 2592 | A20 |
| 2608 | A30 |
| 2624 | A40 |
| 2640 | A50 |
| 2656 | A60 |
| 2672 | A70 |
| 2688 | A80 |
| 2704 | A90 |
| 2720 | AA0 |
| 2736 | AB0 |
| 2752 | AC0 |
| 2768 | AD0 |
| 2784 | AE0 |
| 2800 | AF0 |

| | |
|---|---|
| 2816 | B00 |
| 2832 | B10 |
| 2848 | B20 |
| 2864 | B30 |
| 2880 | B40 |
| 2896 | B50 |
| 2912 | B60 |
| 2928 | B70 |
| 2944 | B80 |
| 2960 | B90 |
| 2976 | BA0 |
| 2992 | BB0 |
| 3008 | BC0 |
| 3024 | BD0 |
| 3040 | BE0 |
| 3056 | BF0 |

| | |
|---|---|
| 3072 | C00 |
| 3088 | C10 |
| 3104 | C20 |
| 3120 | C30 |
| 3136 | C40 |
| 3152 | C50 |
| 3168 | C60 |
| 3184 | C70 |
| 3200 | C80 |
| 3216 | C90 |
| 3232 | CA0 |
| 3248 | CB0 |
| 3264 | CC0 |
| 3280 | CD0 |
| 3296 | CE0 |
| 3312 | CF0 |

| DEC. | ESADEC. |
|---|---|
| 3328 | D00 |
| 3344 | D10 |
| 3360 | D20 |
| 3376 | D30 |
| 3392 | D40 |
| 3408 | D50 |
| 3424 | D60 |
| 3440 | D70 |
| 3456 | D80 |
| 3472 | D90 |
| 3488 | DA0 |
| 3504 | DB0 |
| 3520 | DC0 |
| 3536 | DD0 |
| 3552 | DE0 |
| 3568 | DF0 |

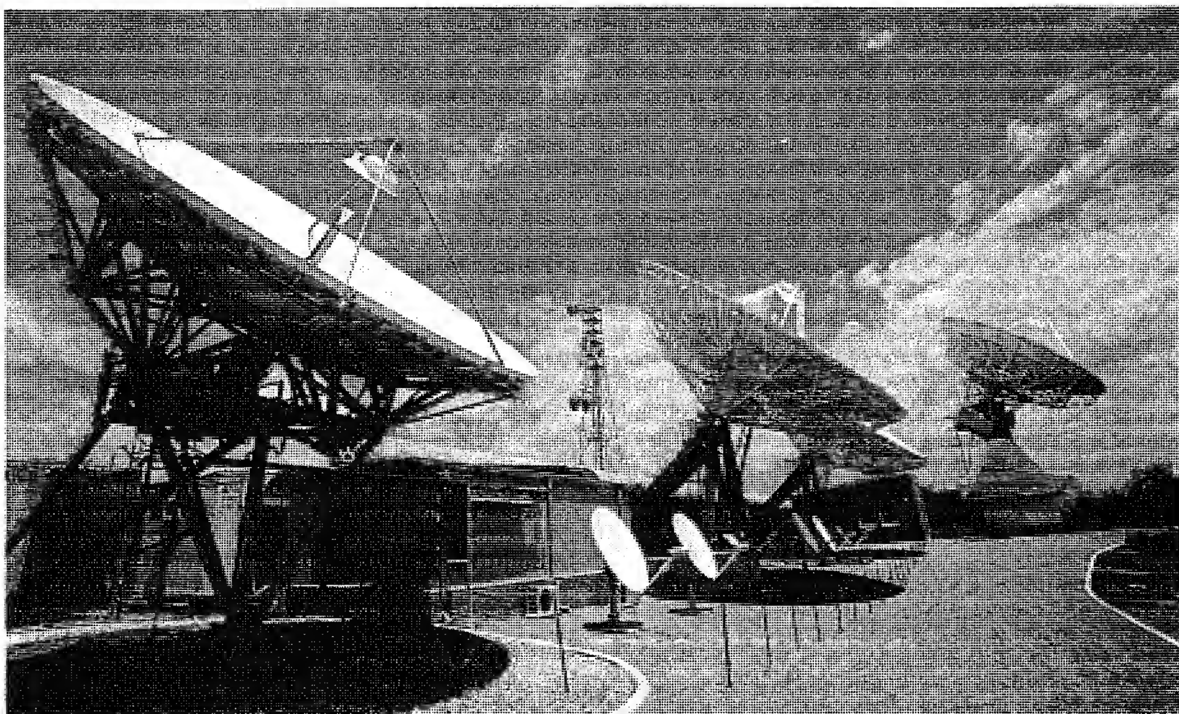
| | |
|---|---|
| 3584 | E00 |
| 3600 | E10 |
| 3616 | E20 |
| 3632 | E30 |
| 3648 | E40 |
| 3664 | E50 |
| 3680 | E60 |
| 3696 | E70 |
| 3712 | E80 |
| 3728 | E90 |
| 3744 | EA0 |
| 3760 | EB0 |
| 3776 | EC0 |
| 3792 | ED0 |
| 3808 | EE0 |
| 3824 | EF0 |

| | |
|---|---|
| 3840 | F00 |
| 3856 | F10 |
| 3872 | F20 |
| 3888 | F30 |
| 3904 | F40 |
| 3920 | F50 |
| 3936 | F60 |
| 3952 | F70 |
| 3968 | F80 |
| 3984 | F90 |
| 4000 | FA0 |
| 4016 | FB0 |
| 4032 | FC0 |
| 4048 | FD0 |
| 4064 | FE0 |
| 4080 | FF0 |

| DEC. | ESADEC. |
|---|---|
| 4048 | FD0 |
| 4049 | FD1 |
| 4050 | FD2 |
| 4051 | FD3 |
| 4052 | FD4 |
| 4053 | FD5 |
| 4054 | FD6 |
| 4055 | FD7 |
| 4056 | FD8 |
| 4057 | FD9 |
| 4058 | FDA |
| 4059 | FDB |
| 4060 | FDC |
| 4061 | FDD |
| 4062 | FDE |
| 4063 | FDF |

| | |
|---|---|
| 4064 | FE0 |
| 4065 | FE1 |
| 4066 | FE2 |
| 4067 | FE3 |
| 4068 | FE4 |
| 4069 | FE5 |
| 4070 | FE6 |
| 4071 | FE7 |
| 4072 | FE8 |
| 4073 | FE9 |
| 4074 | FEA |
| 4075 | FEB |
| 4076 | FEC |
| 4077 | FED |
| 4078 | FEE |
| 4079 | FEF |

| | |
|---|---|
| 4080 | FF0 |
| 4081 | FF1 |
| 4082 | FF2 |
| 4083 | FF3 |
| 4084 | FF4 |
| 4085 | FF5 |
| 4086 | FF6 |
| 4087 | FF7 |
| 4088 | FF8 |
| 4089 | FF9 |
| 4090 | FFA |
| 4091 | FFB |
| 4092 | FFC |
| 4093 | FFD |
| 4094 | FFE |
| 4095 | FFF |



# TUTTO sulle PARABOLE TV

Il segnale irradiato da un satellite TV che si trova a circa 36.000 Km di distanza dalla linea dell'equatore, quando giunge sulla Terra risulta molto attenuato.

Per compensare questa attenuazione occorrono antenne riceventi ad elevato Guadagno e a tale scopo si è trovato molto vantaggioso usare **antenne paraboliche**.

La teoria ci insegna che il Guadagno di un'antenna parabolica aumenta all'aumentare del suo diametro, pertanto, un'antenna con un diametro di **cm 180** possiede un Guadagno maggiore rispetto ad una avente, ad esempio, un diametro di **cm 150**.

In pratica, invece, a causa delle inevitabili perdite e a seconda della cura posta nella realizzazione della parabola, può verificarsi il contrario, cioè può succedere che la parabola di cm 180 **renda meno** di quella di cm 150.

In questo articolo vi forniremo tutte le formule necessarie per calcolare in via teorica il loro **Guadagno** e per determinare il **punto focale**.



## GUADAGNO DI UNA PARABOLA

Teoricamente, il Guadagno in **potenza** di una parabola si ricava con la seguente formula:

**Guadagno = (0,1047 x D x GHz) ^2 x n**

dove:
**D** è il diametro della parabola in **centimetri**
**GHz** è la frequenza di ricezione in **GigaHertz**
**n** è il rendimento che può variare da **0,5** a **0,75**
**^2** è l'operazione di **elevazione al quadrato**
**0,1047** è un **numero fisso** da noi ricavato per s emplificare al massimo ogni operazione.

**NOTA**: nel calcolo relativo alle parabole tipo **offset**, cioè ovali, si prenderà in considerazione la misura del diametro **maggiore** (vedi fig.2).
Quando misurerete il diametro della parabola, non dovrete includere nel calcolo i bordi di rinforzo posti sulla sua circonferenza (vedi fig.1), perché non trattandosi di una superficie riflettente, questa misura introdurrebbe un **errore** sulla distanza focale.

**Esempio** - Abbiamo due parabole, una da **150 centimetri** ed una da **180 centimetri**, che vorrem-

mo utilizzare per ricevere i satelliti TV che lavorano sulla gamma delle frequenze da **10,95** a **11,70 Gigahertz** e vorremmo quindi calcolare il loro **guadagno in dB**.

Per far ciò dovremo sempre considerare la frequenza centrale della gamma pari a:

**(10,95 + 11,70) : 2 = 11,325 GHz**

La prima operazione che dovremo eseguire sarà la seguente:

**0,1047 x D x GHz**

Quindi, per conoscere il guadagno della parabola dal diametro di **150 centimetri**, sapendo che la frequenza centrale è pari a **11,325 GHz**, dovremo eseguire la seguente operazione:

**0,1047 x 150 x 11,325 = 177,85**

Questo numero lo eleveremo al quadrato e così facendo otterremo:

**(177,85) ^2 = 31.630**

valore che dovrà essere moltiplicato per:

**n = rendimento da 0,5 a 0,75**

Per i tanti motivi che di seguito vi illustreremo, il rendimento di una parabola non supera mai il **75%** (0,75), anzi spesso scende su valori inferiori al **60%** (0,60) e raggiunge anche dei minimi del **50%** (0,50).

Ciò significa che il Guadagno in **potenza** di una parabola da **150 centimetri** può oscillare da:

**G/minimo = 31.630 x 0,50 = 15.815 volte**
**G/massimo = 31.630 x 0,75 = 23.722 volte**

Per conoscere il **guadagno** della parabola dal diametro di 180 centimetri, come per la precedente dovremo calcolare il valore di **0,10466 x D x GHz**, che darà come risultato:

**0,1047 x 180 x 11,325 = 213,43**

che elevato al **quadrato** diverrà:

**(213,43) ^2 = 45.552**

Il valore così ottenuto verrà moltiplicato per il fattore **n**, che come già sappiamo può oscillare da un minimo del **50%** (0,50) ad un massimo del **75%** (0,75), perciò il Guadagno di questa parabola può oscillare da:

**G/minimo = 45.552 x 0,50 = 22.776 volte**
**G/massimo = 45.552 x 0,75 = 34.164 volte**

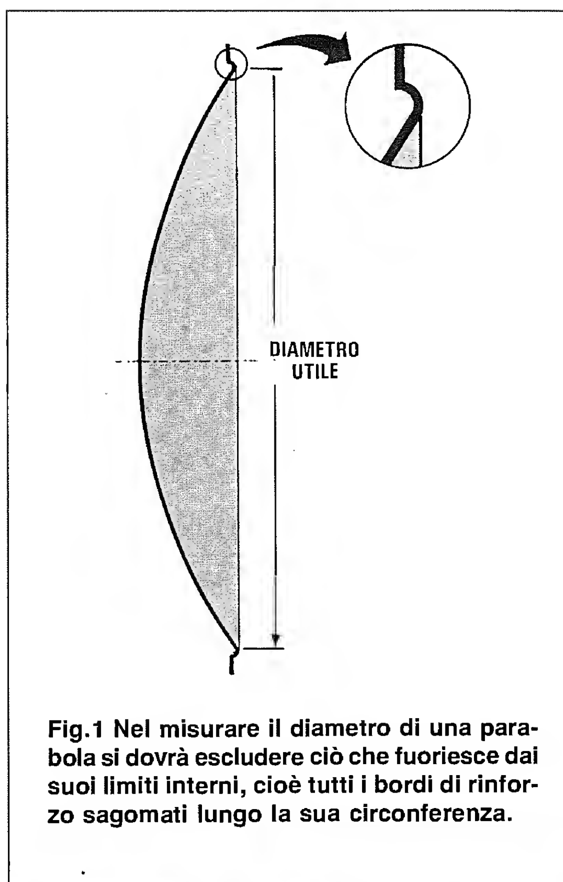
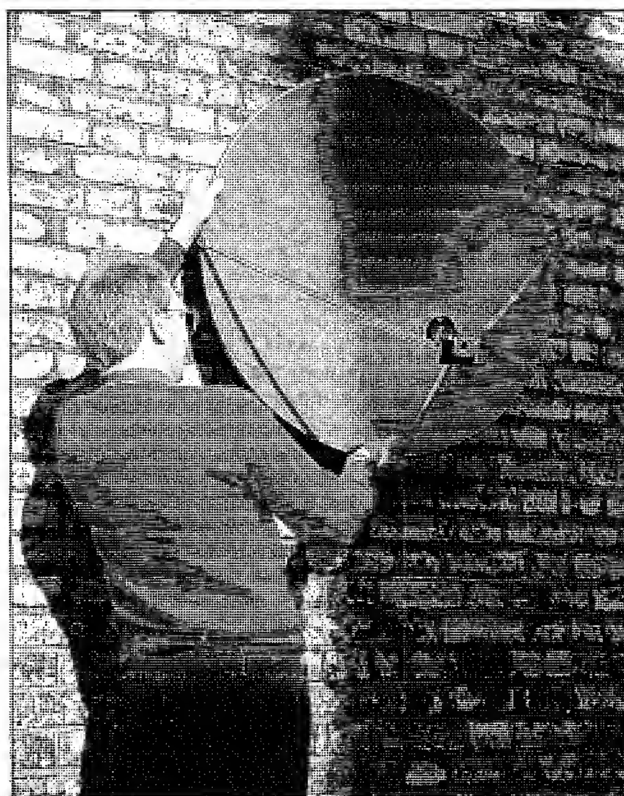



**Fig.1 Nel misurare il diametro di una parabola si dovrà escludere ciò che fuoriesce dai suoi limiti interni, cioè tutti i bordi di rinforzo sagomati lungo la sua circonferenza.**



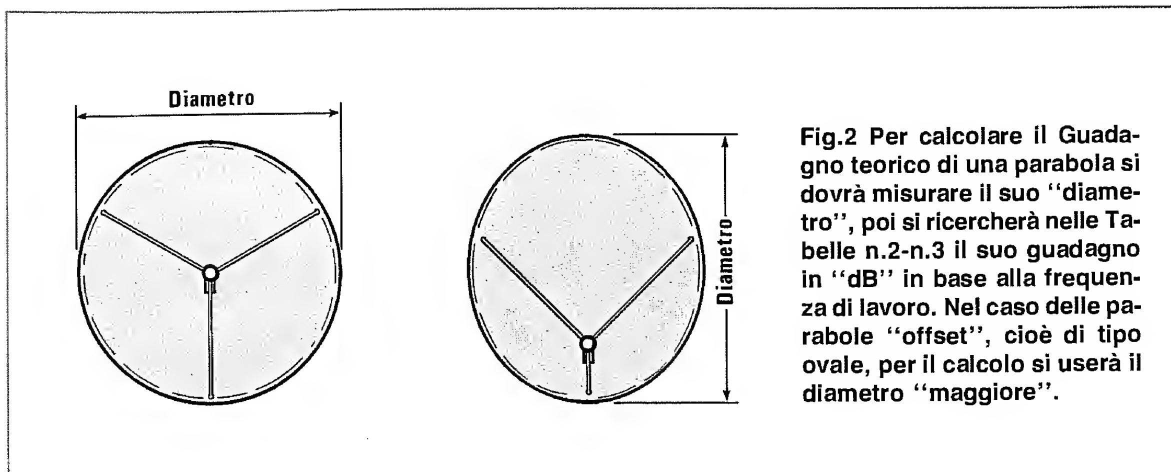



**Fig.2 Per calcolare il Guadagno teorico di una parabola si dovrà misurare il suo "diametro", poi si ricercherà nelle Tabelle n.2-n.3 il suo guadagno in "dB" in base alla frequenza di lavoro. Nel caso delle parabole "offset", cioè di tipo ovale, per il calcolo si userà il diametro "maggiore".**

I guadagni ricavati da questi calcoli sono in **potenza**, pertanto se volessimo conoscere il Guadagno in **dB**, dovremmo eseguire la seguente operazione matematica:

**G dB = 10 x log Guadagno**

In questa formula **log** indica il logaritmo in **base 10**.

Poichè non tutti avranno a disposizione una calcolatrice scientifica in grado di ricavare il **logaritmo** in **base 10**, consultando la **Tabella n.1** potrete individuare direttamente il valore dei **dB** conoscendo il guadagno in **potenza.**

Perciò, facendo riferimento alle due parabole prese poco prima ad esempio, avremo un guadagno minimo e massimo di:

Parabola **150 cm**
**Guadagno minimo 15.815 = 42,0 dB**
**Guadagno massimo 23.772 = 43,8 dB**

Parabola **180 cm**
**Guadagno minimo 22.776 = 43,6 dB**
**Guadagno massimo 34.164 = 45,4 dB**

Come si potrà notare, se abbiamo una parabola da **180 centimetri**, con un rendimento pari al **50%** (guadagno **43,6 dB**), otterremo un segnale di minore ampiezza rispetto a quello che riesce a fornirci una parabola da **centimetri 150**, il cui rendimento raggiunga il **75%** (guadagno **43,8 dB**).

Abbiamo riportato questo esempio per farvi capire che **non sempre è vero** che una parabola di diametro maggiore permette di ricevere segnali in modo migliore rispetto ad una di diametro minore.

Nella **Tabella N.3** riportiamo il **guadagno** minimo e massimo di parabole con diverso diametro, utilizzate tutte per ricevere la gamma degli **11,5 GHz**.

## FREQUENZA e GUADAGNO

Il **guadagno** in **dB** di una parabola varia in rapporto al suo **diametro** ed alla sua **frequenza** di lavoro e poichè tutte le parabole sono in grado di ricevere qualsiasi frequenza, da qualche centinaia di MHz fino a raggiungere le decine di GHz, più diminuisce la frequenza di lavoro, minore risulterà il **guadagno** in **dB.**

Nella **Tabella n.2** riportiamo il guadagno in **dB** relativo ai diametri più comuni in rapporto alle varie frequenze di lavoro.

Abbiamo incluso in queste frequenze le gamme **Amatoriali**, quelle dei **Ponti Radio**, tutte le gamme **Satelliti TV** ed anche la gamma del satellite **Meteosat** (**1,7 GHz**).

## IL RENDIMENTO

Il **rendimento** non è un valore che si possa calcolare con una formula matematica, perchè tanti sono i parametri che lo influenzano negativamente.

Ad esempio una **curvatura parabolica** imperfetta, un errato posizionamento del convertitore **LNC** (Low Noise Converter), il montaggio degli spicchi per le parabole a più settori non perfetto, le aste di sostegno del convertitore **LNC** troppo lunghe o troppo corte, i bordi della parabola irregolari, l'irregolare metallizzazione della superficie riflettente delle parabole in vetro resina.

Pertanto il **reale** guadagno di un'antenna si potrà rilevare soltanto con un Analizzatore di Spettro che copra questa gamma di frequenze.

A questo punto un installatore, non disponendo di un'adeguata strumentazione, potrà soltanto fare dei confronti e anche se, così facendo, non potrà sapere quanti **dB** guadagna una parabola, potrà sempre stabilire se essa guadagna di più o di me-

TABELLA N.1 Rapporto tra guadagno in dB e guadagno in Potenza

| dB | POTENZA | dB | POTENZA | dB | POTENZA | dB | POTENZA | dB | POTENZA |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| 15,0 | 31,62 | 27.2 | 524,8 | 32,8 | 1.905 | 38,4 | 6.918 | 44,0 | 25.120 |
| 15,5 | 35,48 | 27.3 | 537,0 | 32,9 | 1.950 | 38,5 | 7.079 | 44,1 | 25.700 |
| 16,0 | 39,81 | 27,4 | 549,5 | 33,0 | 1.995 | 38,6 | 7.244 | 44,2 | 26.300 |
| 16,5 | 44,67 | 27,5 | 562,3 | 33,1 | 2.042 | 38,7 | 7.413 | 44,3 | 26.910 |
| 17,0 | 50,12 | 27,6 | 575,4 | 33,2 | 2.089 | 38,8 | 7.586 | 44,4 | 27.540 |
| 17,5 | 56,23 | 27,7 | 588,8 | 33,3 | 2.138 | 38,9 | 7.762 | 44,5 | 28.180 |
| 18,0 | 63,10 | 27,8 | 602,6 | 33,4 | 2.188 | 39,0 | 7.943 | 44,6 | 28.840 |
| 18,5 | 70,79 | 27,9 | 616,6 | 33,5 | 2.239 | 39,1 | 8.128 | 44,7 | 29.510 |
| 19,0 | 79,43 | 28,0 | 631,0 | 33,6 | 2.291 | 39,2 | 8.318 | 44,8 | 30.200 |
| 19,5 | 89,12 | 28,1 | 645,6 | 33,7 | 2.344 | 39,3 | 8.511 | 44,9 | 30.900 |
| 20,0 | 100,0 | 28,2 | 660,7 | 33,8 | 2.399 | 39,4 | 8.710 | 45,0 | 31.620 |
| 20,5 | 112,2 | 28,3 | 676,1 | 33,9 | 2.455 | 39,5 | 8.913 | 45,1 | 32.360 |
| 21,0 | 125,9 | 28,4 | 691,8 | 34,0 | 2.512 | 39,6 | 9.120 | 45,2 | 33.110 |
| 22,5 | 177,8 | 28,5 | 707,9 | 34,1 | 2.570 | 39,7 | 9.333 | 45,3 | 33.880 |
| 23,0 | 199,5 | 28,6 | 724,4 | 34,2 | 2.630 | 39,8 | 9.550 | 45,4 | 34.670 |
| 23,1 | 204,2 | 28,7 | 741,3 | 34,3 | 2.692 | 39,9 | 9.772 | 45,5 | 35.480 |
| 23,2 | 208,9 | 28,8 | 758,6 | 34,4 | 2.754 | 40,0 | 10.000 | 45,6 | 36.310 |
| 23,3 | 213,8 | 28,9 | 776,2 | 34,5 | 2.818 | 40,1 | 10.230 | 45,7 | 37.150 |
| 23,4 | 218,8 | 29,0 | 794,3 | 34,6 | 2.884 | 40,2 | 10.470 | 45,8 | 38.020 |
| 23,5 | 223,9 | 29,1 | 812,8 | 34,7 | 2.951 | 40,3 | 10.710 | 45,9 | 38.900 |
| 23,6 | 229,1 | 29,2 | 831,8 | 34,8 | 3.020 | 40,4 | 10.960 | 46,0 | 39.810 |
| 23,7 | 234,4 | 29,3 | 851,1 | 34,9 | 3.090 | 40,5 | 11.220 | 46,1 | 40.740 |
| 23,8 | 239,9 | 29,4 | 871,0 | 35,0 | 3.162 | 40,6 | 11.480 | 46,2 | 41.690 |
| 23,9 | 245,5 | 29,5 | 891,2 | 35,1 | 3.236 | 40,7 | 11.750 | 46,3 | 42.660 |
| 24,0 | 251,2 | 29,6 | 912,0 | 35,2 | 3.311 | 40,8 | 12.020 | 46,4 | 43.650 |
| 24,1 | 257,0 | 29,7 | 933,2 | 35,3 | 3.388 | 40,9 | 12.300 | 46,5 | 44.670 |
| 24,2 | 263,0 | 29,8 | 955,0 | 35,4 | 3.467 | 41,0 | 12.590 | 46,6 | 45.710 |
| 24,3 | 269,1 | 29,9 | 977,2 | 35,5 | 3.548 | 41,1 | 12.880 | 46,7 | 46.770 |
| 24,4 | 275,4 | 30,0 | 1.000 | 35,6 | 3.631 | 41,2 | 13.180 | 46,8 | 47.860 |
| 24,5 | 281,8 | 30,1 | 1.023 | 35,7 | 3.715 | 41,3 | 13.490 | 46,9 | 48.980 |
| 24,6 | 288,4 | 30,2 | 1.047 | 35,8 | 3.802 | 41,4 | 13.800 | 47,0 | 50.120 |
| 24,7 | 295,1 | 30,3 | 1.072 | 35,9 | 3.890 | 41,5 | 14.120 | 47,1 | 51.290 |
| 24,8 | 302,0 | 30,4 | 1.096 | 36,0 | 3.981 | 41,6 | 14.450 | 47,2 | 52.480 |
| 24,9 | 309,0 | 30,5 | 1.122 | 36,1 | 4.074 | 41,7 | 14.790 | 47,3 | 53.700 |
| 25,0 | 316,2 | 30,6 | 1.148 | 36,2 | 4.169 | 41,8 | 15.140 | 47,4 | 54.950 |
| 25,1 | 323,6 | 30,7 | 1.175 | 36,3 | 4.266 | 41,9 | 15.490 | 47,5 | 56.230 |
| 25,2 | 331,1 | 30,8 | 1.202 | 36,4 | 4.365 | 42,0 | 15.850 | 47,6 | 57.540 |
| 25,3 | 338,8 | 30,9 | 1.230 | 36,5 | 4.467 | 42,1 | 16.220 | 47,7 | 58.880 |
| 25,4 | 346,7 | 31,0 | 1.259 | 36,6 | 4.571 | 42,2 | 16.600 | 47,8 | 60.260 |
| 25,5 | 354,8 | 31,1 | 1.288 | 36,7 | 4.677 | 42,3 | 16.980 | 47,9 | 61.660 |
| 25,6 | 363,1 | 31,2 | 1.318 | 36,8 | 4.786 | 42,4 | 17.380 | 48,0 | 63.100 |
| 25,7 | 371,5 | 31,3 | 1.349 | 36,9 | 4.898 | 42,5 | 17.780 | 48,1 | 64.560 |
| 25,8 | 380,2 | 31,4 | 1.380 | 37,0 | 5.012 | 42,6 | 18.200 | 48,2 | 66.070 |
| 25,9 | 389,0 | 31,5 | 1.413 | 37,1 | 5.129 | 42,7 | 18.620 | 48,3 | 67.610 |
| 26,0 | 398,1 | 31,6 | 1.445 | 37,2 | 5.248 | 42,8 | 19.050 | 48,4 | 69.180 |
| 26,1 | 407,4 | 31,7 | 1.479 | 37,3 | 5.370 | 42,9 | 19.500 | 48,5 | 70.790 |
| 26,2 | 416,9 | 31,8 | 1.514 | 37,4 | 5.495 | 43,0 | 19.950 | 48,6 | 72.440 |
| 26,3 | 426,6 | 31,9 | 1.549 | 37,5 | 5.623 | 43,1 | 20.420 | 48,7 | 74.130 |
| 26,4 | 436,5 | 32,0 | 1.585 | 37,6 | 5.754 | 43,2 | 20.890 | 48,8 | 75.860 |
| 26,5 | 446,7 | 32,1 | 1.622 | 37,7 | 5.888 | 43,3 | 21.380 | 48,9 | 77.620 |
| 26,6 | 457,1 | 32,2 | 1.660 | 37,8 | 6.026 | 43,4 | 21.880 | 49,0 | 79.430 |
| 26,7 | 467,7 | 32,3 | 1.698 | 37,9 | 6.166 | 43,5 | 22.390 | 49,1 | 81.280 |
| 26,8 | 478,6 | 32,4 | 1.738 | 38,0 | 6.310 | 43,6 | 22.910 | 49,2 | 83.180 |
| 26,9 | 489,8 | 32,5 | 1.778 | 38,1 | 6.457 | 43,7 | 23.440 | 49,3 | 85.110 |
| 27,0 | 501,2 | 32,6 | 1.820 | 38,2 | 6.607 | 43,8 | 23.990 | 49,4 | 87.100 |
| 27,1 | 512,9 | 32,7 | 1.862 | 38,3 | 6.761 | 43,9 | 24.550 | 49,5 | 89.120 |

TABELLA N.2 Guadagno "medio" di una PARABOLA in rapporto al suo DIAMETRO e alla frequenza di lavoro in GHz

| diametro cm | frequenza Gigahertz e guadagno medio in dB 1 | 1,2 | 1,7 | 3,5 | 4,0 | 10 | 11,5 | 12,5 |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| 50 | 12,3 | 13,9 | 16,9 | 23,2 | 24,3 | 32,3 | 33,5 | 34,2 |
| 70 | 15,2 | 16,8 | 19,8 | 26,1 | 27,3 | 35,2 | 36,4 | 37,2 |
| 90 | 17,4 | 19,0 | 22,0 | 28,3 | 29,4 | 37,4 | 38,6 | 39,3 |
| 100 | 18,3 | 19,9 | 22,9 | 29,2 | 30,4 | 38,3 | 39,5 | 40,3 |
| 120 | 19,9 | 21,5 | 24,5 | 30,8 | 31,9 | 39,9 | 41,1 | 41,8 |
| 140 | 21,2 | 22,8 | 25,8 | 32,1 | 33,3 | 41,2 | 42,5 | 43,2 |
| 150 | 21,8 | 23,4 | 26,4 | 32,7 | 33,9 | 41,8 | 43,1 | 43,8 |
| 160 | 22,4 | 24,0 | 27,0 | 33,3 | 34,4 | 42,4 | 43,6 | 44,3 |
| 180 | 23,4 | 25,0 | 28,0 | 34,3 | 35,5 | 43,4 | 44,6 | 45,4 |
| 190 | 23,9 | 25,5 | 28,5 | 34,8 | 35,9 | 43,9 | 45,1 | 45,8 |
| 200 | 24,3 | 25,9 | 28,9 | 35,2 | 36,4 | 44,3 | 45,6 | 46,3 |
| 220 | 25,2 | 26,7 | 29,8 | 36,0 | 37,2 | 45,2 | 46,4 | 47,1 |
| 240 | 25,9 | 27,5 | 30,5 | 36,8 | 38,0 | 45,9 | 47,1 | 47,9 |
| 250 | 26,3 | 27,9 | 30,9 | 37,2 | 38,3 | 46,3 | 47,5 | 48,2 |
| 260 | 26,6 | 28,2 | 31,2 | 37,5 | 38,7 | 46,6 | 47,8 | 48,6 |
| 280 | 27,3 | 28,8 | 31,9 | 38,1 | 39,3 | 47,3 | 48,5 | 49,2 |
| 290 | 27,6 | 29,1 | 32,2 | 38,4 | 39,6 | 47,6 | 48,8 | 49,5 |
| 300 | 27,9 | 29,4 | 32,5 | 38,7 | 39,9 | 47,9 | 49,1 | 49,8 |

Conoscendo il diametro utile di una parabola in centimetri e la gamma di lavoro in **GHz**, da questa tabella potrete ricavare il suo guadagno medio in **dB**. Per conoscere quante volte questo segnale viene amplificato in **potenza**, potrete utilizzare la **Tabella N.1**. Un guadagno di **pochi dB** corrisponde in pratica ad un elevato guadagno in **potenza.**

TABELLA N.3 Guadagno "minimo" e "massimo" di una PARABOLA per gli 11,5 GHz

| diametro cm | guadagno minimo | guadagno massimo | guadagno in potenza |
|---|---|---|---|
| 60 | 34,2 dB | 35,9 dB | 2.609 - 3.914 |
| 90 | 37,7 dB | 39,4 dB | 5.871 - 8.807 |
| 100 | 38,6 dB | 40,3 dB | 7.248 - 10.873 |
| 120 | 40,2 dB | 41,9 dB | 10.438 - 15.657 |
| 140 | 41,5 dB | 43,3 dB | 14.207 - 21.311 |
| 150 | 42,1 dB | 43,9 dB | 16.309 - 24.464 |
| 160 | 42,7 dB | 44,4 dB | 18.556 - 27.834 |
| 180 | 43,7 dB | 45,5 dB | 23.485 - 35.228 |
| 200 | 44,6 dB | 46,4 dB | 28.994 - 43.492 |
| 220 | 45,4 dB | 47,2 dB | 35.083 - 52.625 |
| 240 | 46,2 dB | 48,0 dB | 41.752 - 62.628 |
| 250 | 46,6 dB | 48,3 dB | 45.304 - 67.956 |
| 280 | 47,5 dB | 49,3 dB | 56.829 - 85.244 |

In questa Tabella abbiamo indicato il Guadagno **minimo** e **massimo** di parabole caratterizzate da diametri diversi, utilizzate per ricevere la gamma degli **11,5 GHz.** Nella quarta colonna abbiamo riportato anche il corrispondente guadagno in **potenza**. Vi sono parabole mal progettate che guadagnano meno di parabole di diametro inferiore.

no rispetto ad un'altra di identico diametro.

Per questa prova bisognerà cercare di sintonizzarsi su un'emittente il cui segnale giunga molto debole.

Tutti i segnali che giungono **deboli** daranno immagini **rumorose**, cioè coperte da tanti piccoli punti bianchi.

Se lo stesso convertitore viene installato sopra la parabola di cui ci interessa stabilire se guadagna di più o di meno, noteremo quanto segue:

- Se il guadagno è **minore**, aumenterà sull'immagine la densità di questi punti bianchi.

- Se il guadagno è **maggiore**, questi punti bianchi spariranno.

Quando si applica un **LNC** su una nuova parabola, bisogna sempre **ritoccare** il suo posizionamento, perchè eseguendo queste prove la si potrebbe spostare involontariamente rispetto all'esatta posizione del satellite.

Sintonizzandosi su una emittente che trasmette un **monoscopio**, questi punti risulteranno ancor più appariscenti nei colori **rosso - blu - nero**.

## RENDIMENTO E CURVATURA

Se prendiamo un disco **piatto** di alluminio del diametro di cm 150 oppure un grosso imbuto **conico** sempre del diametro di cm 150 o un qualsiasi disco **bombato** che abbia sempre lo stesso diametro e ne calcoliamo il **guadagno** con la formula che già conosciamo, **non rileveremo** alcuna differenza.

Se applicheremo frontalmente a questi tre oggetti di forma così diversa un convertitore LNC, constateremo che non ci permetteranno di ricevere **alcun segnale**, in quanto il **rendimento** di queste anomale forme geometriche difficilmente riuscirà a superare l'1%.

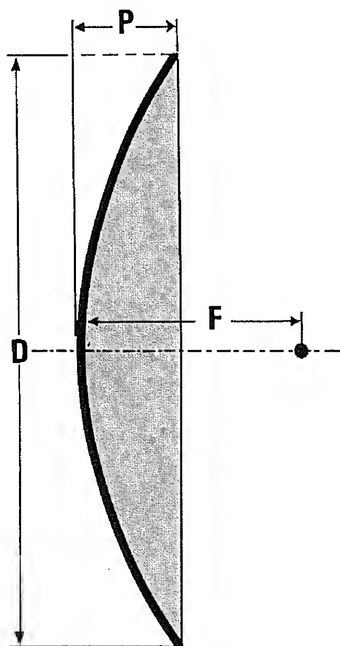



**Fig.3 Conoscendo il Diametro di una parabola "circolare" e la sua profondità (P), potrete facilmente calcolare il suo Fuoco utilizzando la formula:**

**F = (D x D) : (16 x P)**

**Nota: tutte le misure debbono essere in cm.**

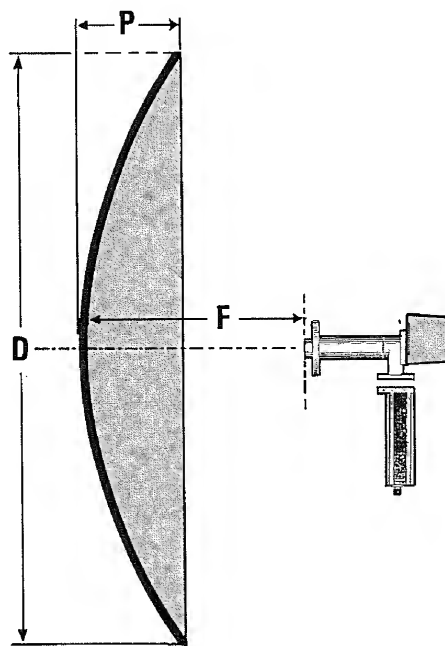



**Fig.4 Sul punto Focale andrà collocata la parte frontale del Polarotor. Una volta fissato il convertitore LNC sulla parabola, si controllerà, sintonizzando una emittente, se si ottenga un aumento di segnale spostando di pochi centimetri in avanti o indietro il convertitore LNC rispetto al punto Focale calcolato.**

Per raggiungere dei **rendimenti** del 60-70%, è necessario che il profilo parabolico risulti il più perfetto possibile e per ottenere questa condizione tra **Diametro - Fuoco - Profondità** deve sussistere un preciso rapporto.
Infatti tutti questi parametri sono "legati" tra loro, quindi se varia un dato varieranno di conseguenza anche tutti gli altri, come ora dimostreremo.

**NOTA:** se la **curvatura** della parabola non è ben calcolata, il suo guadagno può scendere di **1-2 dB** rispetto ai valori sopra riportati.
Una imperfetta **metallizzazione** della superficie riflettente o un errato rapporto **Diametro-Fuoco-Profondità** possono abbassare il guadagno di diversi **dB.**

Una differenza di **2-3 dB** in meno è una perdita alquanto consistente, infatti se prendiamo una parabola che dovrebbe guadagnare **41 dB** e che invece ne guadagna soltanto **40** o **38 dB**, otterremo queste differenze:

**41 dB = amplifica 12.590 volte**
**40 dB = amplifica 10.000 volte**
**39 dB = amplifica 7.943 volte**
**38 dB = amplifica 6.310 volte**

Facciamo presente che una **piccola ammaccatura** presente sulla superficie di una parabola, oppure dei **piccoli fori** praticati sulla stessa, **non** modificano il suo **guadagno**.

## FUOCO DELLA PARABOLA

Conoscendo il diametro della parabola potremo calcolare il **fuoco** e questo dato sarà anche quello che ci permetterà di determinare il valore di **P**, cioè la profondità della bombatura.
Se desideriamo avere una parabola con un elevato **rendimento**, dovremo fare in modo che il rapporto **D/F** (Diametro/Fuoco) non risulti mai **minore di 2,5** nè **maggiore di 2,7** (vedi Tabella n.4).
In fase di progettazione per determinare il **fuoco** di una parabola dovremo perciò dividere il **Diametro** per un numero compreso tra **2,5** e **2,7**.
Normalmente il valore più usato è compreso tra **2,60** e **2,65**.
Perciò una parabola del **diametro di cm 150**, che presenti un elevato rendimento, dovrà avere un **fuoco** che si aggiri sui valori:

**F = 150: 2,5 = 60 cm**
**F = 150: 2,7 = 55 cm**

Se la parabola avesse un **diametro di 180 cm**, il suo **fuoco** dovrebbe aggirarsi sui valori di:

**F = 180: 2,5 = 72 cm**
**F = 180: 2,7 = 66 cm**

Questi calcoli servono solo per le parabole circolari e non per le parabole **offset** (ovali), il cui fuoco è molto più lontano rispetto a quello delle parabole circolari.

**TABELLA N.4**
**COMPARAZIONE rapporti D/F e F/D**

| D/F | F/D | |
|---|---|---|
| 2,25 | 0,444 | |
| 2,27 | 0,440 | |
| 2,30 | 0,434 | |
| 2,32 | 0,431 | |
| 2,35 | 0,425 | parabola poco curvata |
| 2,37 | 0,422 | |
| 2,40 | 0,417 | |
| 2,42 | 0,413 | |
| 2,45 | 0,408 | |
| 2,47 | 0,405 | |
| 2,50 | 0,400 | |
| 2,52 | 0,367 | |
| 2,55 | 0,392 | |
| 2,57 | 0,389 | parabola curvatura regolare |
| 2,60 | 0,384 | |
| 2,62 | 0,382 | |
| 2,65 | 0,377 | |
| 2,67 | 0,374 | |
| 2,70 | 0,370 | |
| 2,72 | 0,367 | |
| 2,75 | 0,363 | |
| 2,77 | 0,361 | |
| 2,80 | 0,357 | |
| 2,82 | 0,354 | parabola molto curvata |
| 2,85 | 0,350 | |
| 2,87 | 0,348 | |
| 2,90 | 0,344 | |
| 2,95 | 0,339 | |
| 2,97 | 0,336 | |
| 3,00 | 0,333 | |

**Fig.5 Una parabola "circolare" avrà un elevato rendimento soltanto se il rapporto Diametro/Fuoco non risulterà minore di 2,5 o maggiore di 2,7. Poichè molte Case Costruttrici preferiscono riportare il rapporto Fuoco/Diametro, in questa Tabella troverete entrambi i dati.**

**Conoscendo il rapporto D/F potrete facilmente calcolare il punto Focale utilizzando la formula: Fuoco = Diametro x rapporto D/F**

## RAPPORTO DIAMETRO/FUOCO

Abbiamo accennato al fatto che il rapporto ottimale **D/F** (Diametro/Fuoco) deve risultare compreso entro i valori di **2,5 - 2,7**.

Poichè qualche Casa Costruttrice preferisce riportare il rapporto **F/D**, in questi casi per ricavare il punto focale si dovrà **moltiplicare** il diametro per il numero riportato nella **Tabella n.4**.

Ad esempio in una parabola del diametro di **cm 200** con un rapporto **F/D = 0,37**, il **fuoco** si troverà collocato ad una distanza di:

**200 x 0,37 = 74 cm**

Conoscendo il **fuoco** si potrà nuovamente sapere se tale parabola rientra nel valore ottimale da noi prefissato, dividendo il Diametro per il Fuoco:

**200 : 74 = 2,7**

Se il rapporto risulta specificato in **F/D**, quello ottimale deve risultare compreso entro i valori di **0,40** e **0,37.**

Per vostra comodità riportiamo una tabella di comparazione tra il rapporto **F/D** ed il rapporto **D/F**, in modo che possiate stabilire velocemente se la parabola da voi acquistata ha un rapporto Diametro - Fuoco in grado di assicurarvi il massimo rendimento.

## PROFONDITÀ AL CENTRO PARABOLA

Conoscendo il **diametro** ed il **fuoco** della nostra parabola potremo calcolare quale dovrà risultare la sua esatta profondità, cioè il valore di **P,** utilizzando la formula:

**P = (D x D) : (16 x F)**

Avendo calcolato nel paragrafo precedente il fuoco di una parabola da 150 e da 180 centimetri di diametro, potremo proseguire nel nostro esempio e vedere quale valore assumerà **C** per queste due parabole.

**Parabola da 150 cm con Fuoco a 57,14 cm**

**P = (150 x 150) : (16 x 57,14) = 24,6 cm**

valore che potremo arrotondare a **24** o **25 cm**

**Parabola da 180 cm con Fuoco a 68,50 cm**

**P = (180 x 180) : (16 x 68,50) = 29,56 cm**

valore che potremo arrotondare a **29** o **30 cm.**

Si tenga presente che la profondità della parabola influisce sul **guadagno** ed anche sul **rumore**.

Se si rimane come rapporto **D/F** entro i limiti da noi indicati, cioè **2,60 - 2,65**, la parabola avrà un **alto rendimento** e un **basso rumore.**

## TUTTE LE FORMULE

Vogliamo qui riportare tutte le formule richieste per il calcolo di una parabola in modo da poterle avere subito a disposizione senza dover rileggere l'intero articolo.

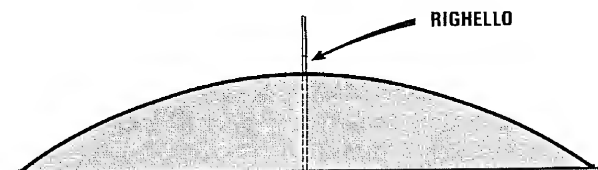
## PER CALCOLARE IL FUOCO DI UNA PARABOLA

**F = (D x D) : (16 x P)**

**NOTA**: il **Diametro**, la **Profondità P** ed il **Fuoco** sono espressi in **centimetri**.

**Esempio** - Abbiamo una parabola da 140 cm di cui non sono note le caratteristiche e vorremmo conoscere l'esatta distanza focale per posizionare correttamente il **convertitore LNC**.

**Fig.6 Per misurare la profondità P di una parabola, conviene appoggiarla su un piano, poi applicare sul foro centrale un righello millimetrato. Se sulla circonferenza della parabola vi sono dei bordi di rinforzo molto pronunciati (vedi fig.1), quei pochi millimetri andranno sottratti dalla misura della profondità.**



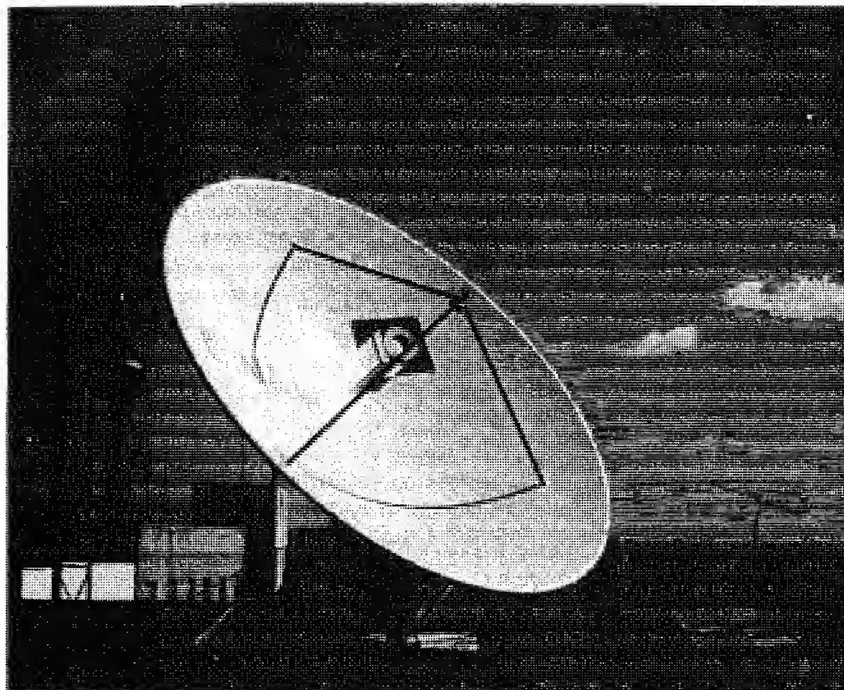


**Fig.7 Fissata una parabola, sintonizzatevi su una emittente che giunge molto debole, poi controllate se avvicinando o allontanando di pochi centimetri il convertitore LNC, il segnale aumenta d'intensità.**

Come prima operazione si misurerà la profondità **C** ed ammesso che sia di **23 cm**, potremo eseguire la nostra operazione:

**(140 x 140) : (16 x 23) = Fuoco a 53,26 cm**

valore che arrotonderemo a **53 cm**.

**Importante**: per calcolare il Fuoco di una parabola occorrerà fare molta attenzione al suo **diametro** ed alla sua **profondità**, cioè al valore di **P**.

Se la parabola ha dei bordi rotondi abbastanza ampi oppure presenta un profilo come riportato in fig.1, dovremo tenere presente che l'area utile di **cattura** del segnale non raggiunge il massimo diametro, quindi se questo risulta minore anche di un solo centimetro, proporzionalmente cambierà anche il valore della profondità.

Se la parabola da 140 cm presa come esempio avesse un diametro **utile** di 138,5 cm, la sua profondità potrebbe risultare di soli **22 cm**, pertanto il punto focale non si troverebbe più a **53 cm**, bensì a:

**(138,5 x 138,5) : (16 x 22) = Fuoco a 54,5 cm**

Da questo esempio appare evidente che non conviene mai fissare stabilmente il **convertitore LNC** sul punto focale calcolato teoricamente, ma converrà sempre provare se fissandolo ad **1 cm in meno** o **1 cm in più** rispetto a quanto calcolato, il segnale migliora o peggiora.



Infatti provando a fissare il convertitore a **52 - 53 - 54 cm**, potremo subito scoprire quale dei tre valori è quello giusto.

Ammesso che l'esatto fuoco sia di **53 cm**, ponendolo a **52 cm** e a **54 cm** noteremo differenze minime sulla qualità dell'immagine.

Se invece l'esatto fuoco fosse di **52 cm**, spostando il convertitore LNC a **53 cm**, la differenza sulla qualità dell'immagine sarebbe irrisoria, ma quando lo sposteremo sui **54 cm**, allontanandoci di **2 cm** dal fuoco, noteremmo che aumenta il rumore sull'immagine.

Lo stesso dicasi se l'esatto fuoco fosse a **54 cm**.

Spostando il convertitore LNC su **53 cm** potremmo anche non accorgerci della differenza, ma quando lo metteremo sui **52 cm** la qualità dell'immagine peggiorerà sensibilmente.

Ricordatevi che ogniqualvolta cambierete la distanza focale, **dovrete nuovamente** ritoccare il puntamento della parabola.

## PER CALCOLARE LA PROFONDITÀ DI UNA PARABOLA

Per calcolare la profondità di una parabola conoscendo il Fuoco, si potrà usare la seguente formula:

**P = (D x D) : (16 x F)**

**NOTA**: Tutti i valori **P-D-F** sono espressi in centimetri.

**Esempio** - Disponendo di una parabola da **175 cm** con punto focale sui **67 cm**, vorremmo ora conoscere la sua esatta bombatura (vedi in fig.6 la distanza P):

**(175 x 175) : (16 x 67) = P 28,568 cm**

In pratica non dovrete preoccuparvi se, misurando la profondità, rileverete 27 o 29 cm, perchè una tolleranza del **5%** viene considerata normale.

## PER CALCOLARE IL GUADAGNO DI UNA PARABOLA

Per calcolare il **guadagno in potenza** di una parabola useremo la seguente formula:

**G = (0,1047 x D x GHz) ^2 x n**

Dove:

**D** è il diametro della parabola in **centimetri**
**GHz** è la frequenza di ricezione in **GigaHertz**
**n** è il rendimento che può variare da **0,5** a **0,75**
**^2** è l'operazione di elevazione al quadrato
**0,1047** è il **numero fisso** da noi ricavato per semplificare al massimo ogni nostra operazione.

Per rimanere entro valori reali conviene sempre calcolare un rendimento **medio** del **62%**, vale a dire scegliere per **n = 0,62**.

## ANGOLO DI RADIAZIONE DI UNA PARABOLA

La formula per determinare questo angolo è la seguente:

**2.120 : (D x GHz)**

Da questa formula potremo ricavare di quanti gradi dovremo spostarci dal punto di massimo segnale, per ottenere un'attenuazione in potenza di circa - 3 dB.

**NOTA**: il **Diametro** è espresso in centimetri.

**Esempio** - Disponendo di una parabola con un diametro di **90 centimetri** per ricevere il segnale del satellite meteorologico Meteosat (frequenza 1,7 GHz), si vorrebbe conoscere di quanti gradi sia necessario muovere la parabola sia in senso orizzontale sia in senso verticale prima di arrivare ad un'attenuazione del segnale ricevuto di **- 3 dB**.

**2.120 : (90 x 1,7) = 13.85**

Perciò se sposteremo la parabola anche di pochi gradi a destra o a sinistra o in basso o in alto, il segnale captato da questo satellite meteorologico non subirà una attenuazione elevata.

Infatti per ottenere un'attenuazione del segnale ricevuto pari a 3 dB, vale a dire per fare in modo che la potenza ricevuta sia uguale alla **metà** di quella massima ricevibile, sarebbe necessario spostare la parabola di 13 gradi in orizzontale o in verticale rispetto all'esatto punto di centratura.

## CONCLUSIONE

In commercio abbiamo trovato parabole con rapporti **D/F** dell'ordine di **2,4** ed anche di **3,3** che funzionavano "abbastanza bene", il che vuol dire che il loro rendimento si aggirava all'incirca intorno al 50%.

È fuori discussione che se queste stesse parabole fossero state progettate con un rapporto **D/F** compreso tra **2,6-2,7**, il rendimento sarebbe stato ben superiore.

In verità è nostra opinione che alcuni produttori di parabole per aggirare l'ostacolo rappresentato dal costo esorbitante degli stampi necessari alla loro realizzazione, ne utilizzino **uno solo** sia per il diametro **maggiore** che per il diametro **minore**, così che il rapporto **D/F** non rientra più nei valori richiesti.

Poichè in questo articolo non ne abbiamo ancora fatto cenno, diremo che la superficie della parabola anzichè essere totalmente **piena** può anche risultare, senza riscontrare differenze nel valore del **Guadagno**, costruita con **rete metallica fine** o con **lamiera forata**, purchè il diametro dei fori non superi mai **1/4** della lunghezza d'onda.

Nel caso della TV via satellite, sapendo che la lunghezza d'onda in **centimetri** è pari a:

**Lunghezza d'onda cm = 30 : GHz**

se prendiamo la gamma degli **11 GHz**, otterremo:

**30 : 11 = 2,7 cm**

In questo caso i fori presenti sulla parabola non dovrebbero mai risultare di diametro **maggiore** di:

**2,7 : 4 = 0,68 cm**

pari ad un diametro di **6,8 millimetri** e lo stesso dicasi per le maglie di una rete metallica.

Aggiungiamo ancora che una **decina di teste** di bulloni applicata sulla superficie della parabola non riduce il guadagno e lo stesso dicasi se sulla superficie della parabola fossero presenti due o tre lievi ammaccature.

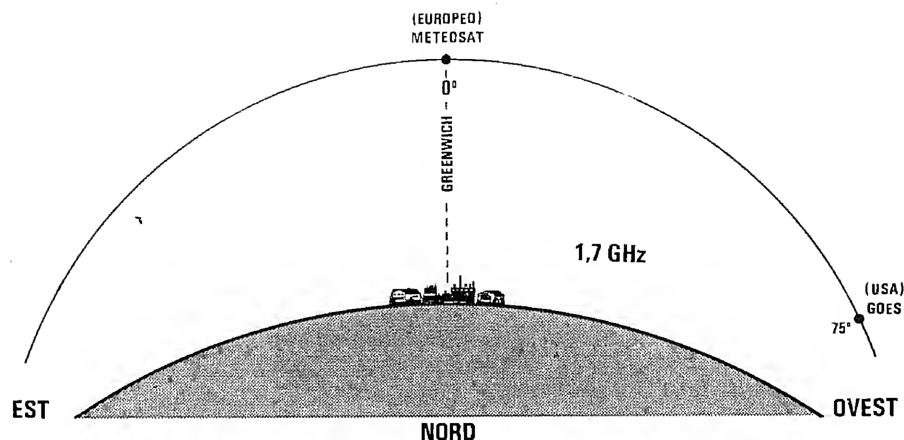



Fig.8 La gamma degli 1,7 GHz viene utilizzata dai soli satelliti Meteorologici geostazionari. Il satellite europeo Meteosat è posizionato sull'Equatore sulla longitudine 0 gradi, mentre a 75 gradi Ovest di Greenwich è posizionato il satellite USA Goes. A pag.406 troverete riportate le aree di copertura di questi due satelliti. Sul secondo canale il Meteosat trasmette anche le immagini riprese dal Goes e dal satellite giapponese GMS.



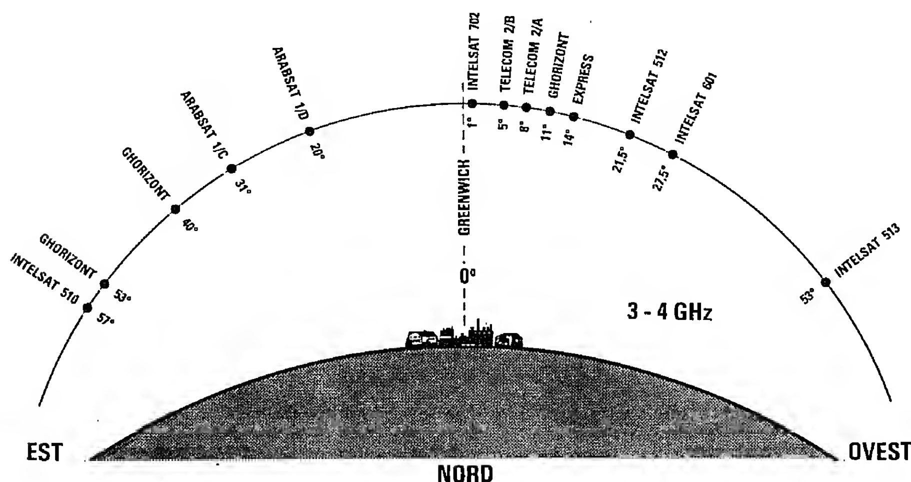



Fig.9 Nella gamma dei 3-4 Gigahertz sono attivi molti satelliti Arabi-Russi e qualche satellite Europeo e Americano. A nostro avviso questa gamma non è molto interessante perchè questi satelliti oltre a trasmettere nello standard SECAM, con modulazione Video negativa, presentano un fascio d'irradiazione che non copre interamente l'Europa. Si tenga presente che per questa banda occorrono parabole di dimensioni elevate.

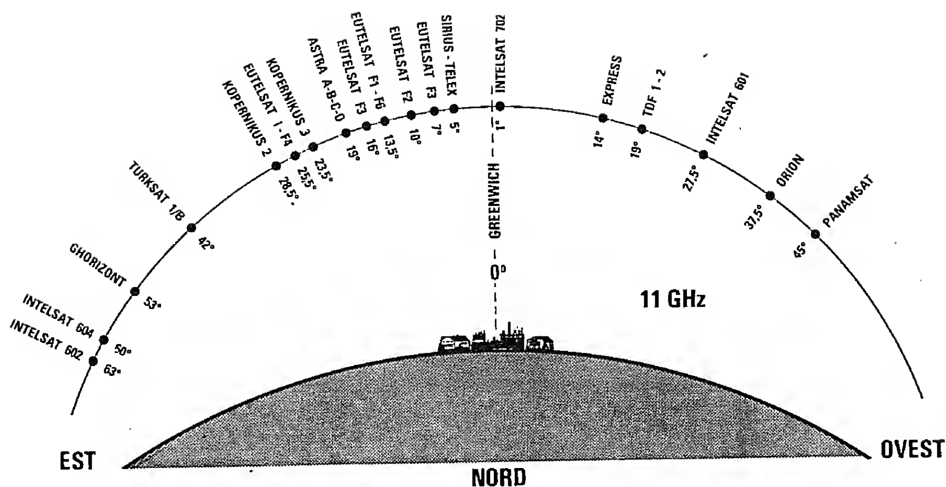



Fig.10 Sulla gamma degli 11 Gigahertz quasi tutte le emittenti presentano i loro fasci d'irradiazione rivolti verso il centro Europa. Esistono dei satelliti che in Italia difficilmente potremo ricevere, perchè il loro fascio d'irradiazione è ristretto ad una zona circoscritta, come ad esempio le emittenti Turche per l'INTELSAT 604, le emittenti di Israele per l'INTELSAT 512 e quelle Nordiche trasmesse dal satellite Tele X.

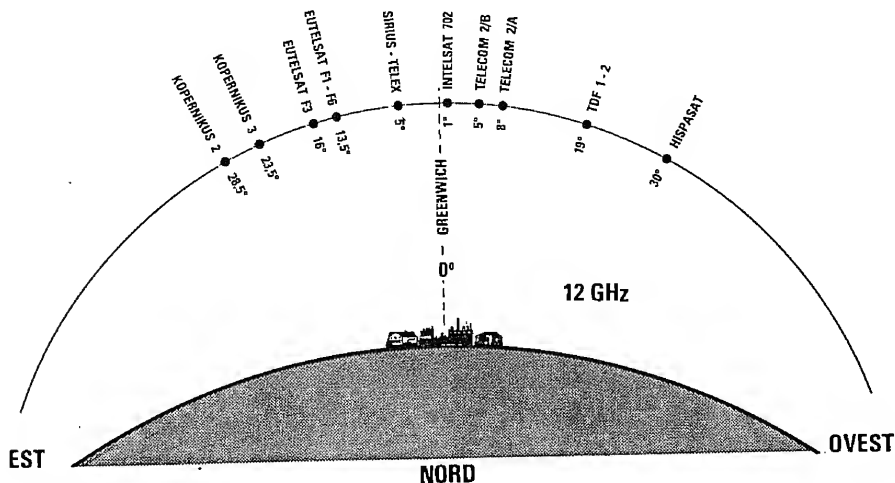
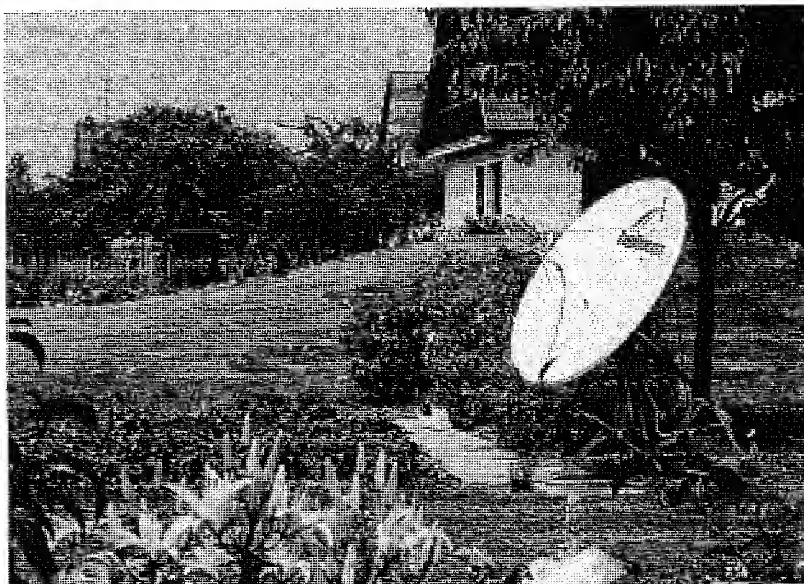



Fig.11 Un'altra gamma interessante è quella dei 12 Gigahertz. Facciamo presente che per ricevere questa gamma esistono due diversi modelli di convertitore LNC, uno idoneo a sintonizzarsi da 11,7 a 12,5 GHz utilizzato principalmente per ricevere i satelliti Kopernikus - Olympus - Hispasat ed uno a sintonizzarsi sulla banda alta dai 12,5 ai 12,75 GHz utilizzata principalmente dai satelliti francesi Telecom.

Fig.12 Una parabola per satelliti TV si può fissare anche in giardino purché di fronte ad essa non vi siano degli alberi ad alto fusto: infatti, le foglie attenuerebbero notevolmente il segnale da ricevere.



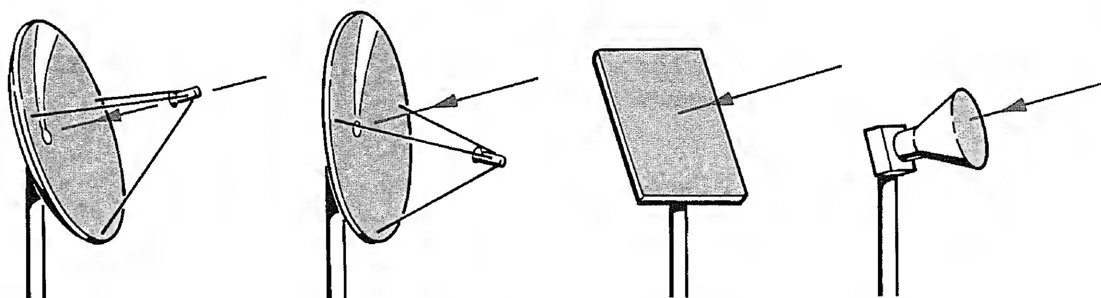


Fig.13 Le parabole comunemente utilizzate per la ricezione dei satelliti TV sono di quattro tipi, quelle Circolari con LNB posto al centro parabola, quelle Offset con LNB posto in basso, quelle a Pannello e quelle Coniche o a Tromba.



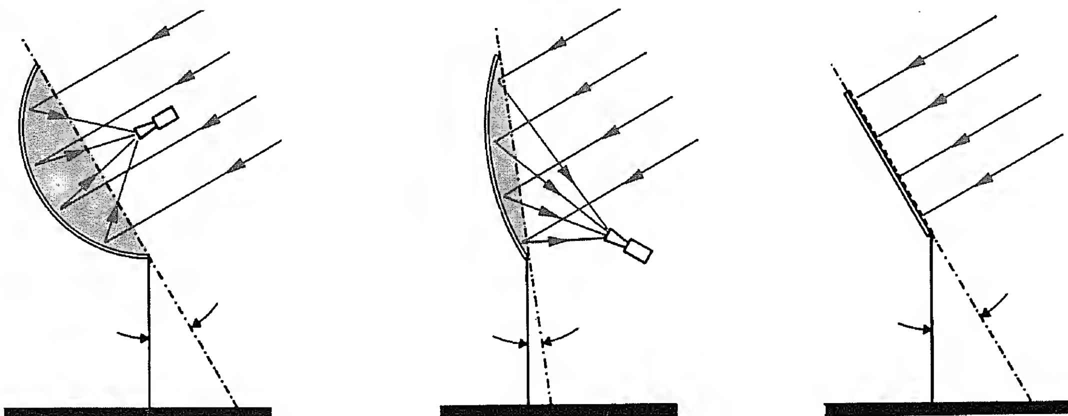


Fig.14 Le parabole Circolari e a Pannello vanno inclinate secondo i gradi riportati nella TABELLA N.1 in corrispondenza della Provincia più prossima alla nostra città. Le sole parabole Offset andranno inclinate sottraendo 20 gradi al numero riportato nella TABELLA N.1.

TABELLA N. 5

| POSIZIONE SATELLITI | 3-4 GHz | 11 GHz | 12 GHz |
|---|---|---|---|
| 63,0 Est | | INTELSAT 602 | ............................. |
| 60,0 Est | ............................. | INTELSAT 604 | ............................. |
| 57,0 Est | INTELSAT 510 | ............................. | ............................. |
| 53,0 Est | GHORIZONT | GHORIZONT | ............................. |
| 42,0 Est | ............................. | TURKSAT 1/B | ............................. |
| 40,0 Est | GHORIZONT | ............................. | ............................. |
| 31,0 Est | ARABSAT 1/C | ............................. | ............................. |
| 28,5 Est | ............................. | KOPERNIKUS 2 | KOPERNIKUS 2 |
| 25,5 Est | ............................. | EUTELSAT I-F4 | ............................. |
| 23,5 Est | ............................. | KOPERNIKUS 3 | KOPERNIKUS 3 |
| 20,0 Est | ARABSAT 1/D | ............................. | ............................. |
| 19,0 Est | ............................. | ASTRA A-B-C-D | ............................. |
| 16,0 Est | ............................. | EUTELSAT F3 | EUTELSAT F3 |
| 13,5 Est | ............................. | EUTELSAT F1-F6 | EUTELSAT F1-F6 |
| 10,0 Est | ............................. | EUTELSAT F2 | ............................. |
| 7,0 Est | ............................. | EUTELSAT F3 | ............................. |
| 5,0 Est | ............................. | SIRIUS-TELEX | SIRIUS-TELEX |
| 1,0 Ovest | THOR INTELSAT 702 | THOR INTELSAT 702 | THOR INTELSAT 702 |
| 5,0 Ovest | TELECOM 2/B | ............................. | TELECOM 2/B |
| 8,0 Ovest | TELECOM 2/A | ............................. | TELECOM 2/A |
| 11,0 Ovest | GHORIZONT | ............................. | ............................. |
| 14,0 Ovest | EXPRESS STATSIONAR | EXPRESS STATSIONAR | ............................. |
| 19,0 Ovest | ............................. | TDF 1-2 | TDF 1-2 |
| 21,5 Ovest | INTELSAT 512 | ............................. | ............................. |
| 27,5 Ovest | INTELSAT 601 | INTELSAT 601 | ............................. |
| 30,0 Ovest | ............................. | ............................. | HISPASAT |
| 37,5 Ovest | ............................. | ORION | ............................. |
| 45,0 Ovest | ............................. | PANAMSAT | ............................. |
| 53,0 Ovest | INTELSAT 513 | ............................. | ............................. |

Posizione dei satelliti presenti nelle gamme **3-4 GHz**, **11 GHz** e **12 GHz** nell'anno 1993. Molti satelliti qui riportati hanno il ristretto fascio d'irradiazione indirizzato verso una determinata zona, quindi in Italia non potremo mai riceverli.

## C BAND da 3,5 a 4,2 GHz

Banda utilizzata normalmente da molti paesi arabo-africani o dai transponder per trasferire dei programmi da un satellite ad un altro o alla centrale di smistamento. Molti programmi trasmessi da questi satelliti sono trasmessi anche nella gamma degli 11 - 12 GHz.

## KU BAND da 10,9 a 12,75 GHz

Banda utilizzata da tutti i satelliti TV dei paesi Europei - Americani e Asiatici. La banda KU comprende tutte e tre le sottobande FSS - DBS - TELECOM che vanno da 10,9 a 12,75 GHz.

## FSS BAND da 10,95 a 11,75 GHz

Banda utilizzata dai satelliti TV Astra - Kopernikus - Intelsat - Eutelsat. Su questa gamma oltre ai programmi televisivi sono presenti delle sottoportanti AUDIO utilizzate per normali programmi radio - musica e per commenti in diverse lingue.

## DBS BAND da 11,70 a 12,50 GHz

Banda inferiore dei 12 GHz utilizzata dai satelliti TDF - Kopernikus - Olympus - Marcopolo.

## TELECOM BAND da 12,50 a 12,75 GHz

Banda attualmente utilizzata dai satelliti francesi Telecom.

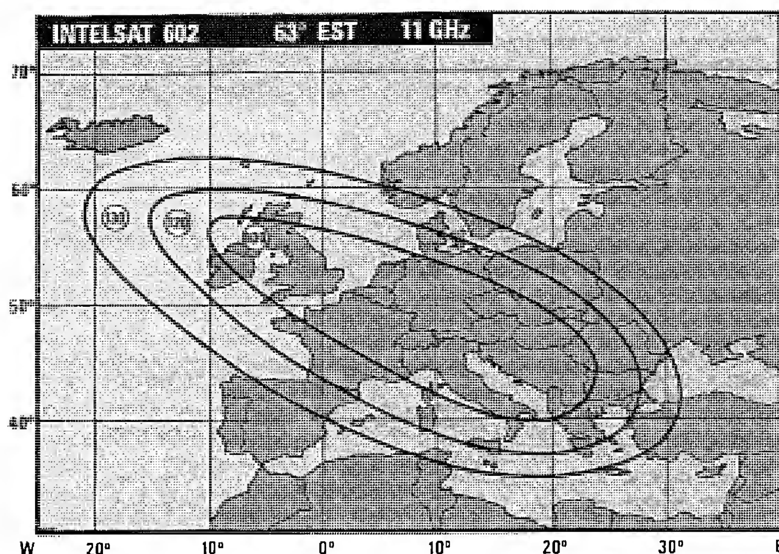



Fig.15 Diagramma di radiazione del satellite INTELSAT 602 posizionato sui 63 gradi Est. In ogni diagramma è riportato il DIAMETRO minimo in centimetri della parabola che potrete usare per la ricezione.

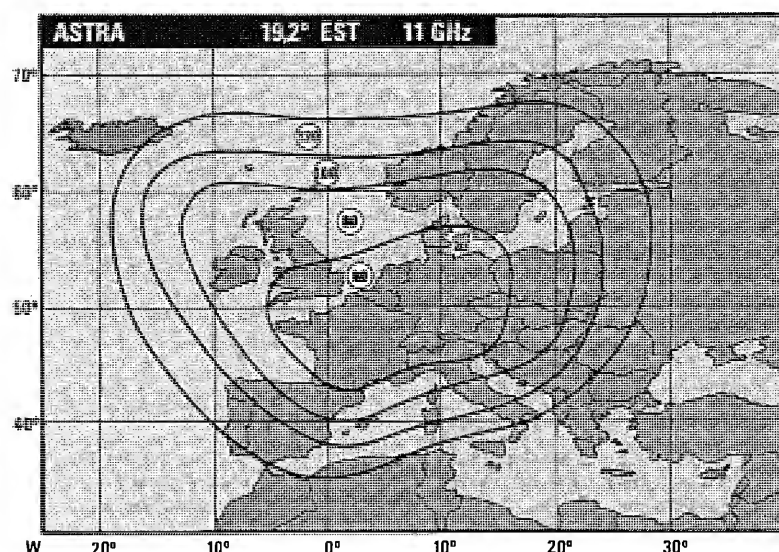



Fig.16 Diagramma di radiazione del satellite ASTRA/A utilizzato da molte emittenti nordiche che trasmettono con polarizzazione orizzontale. Questo diagramma è uno degli ultimi ricevuti.

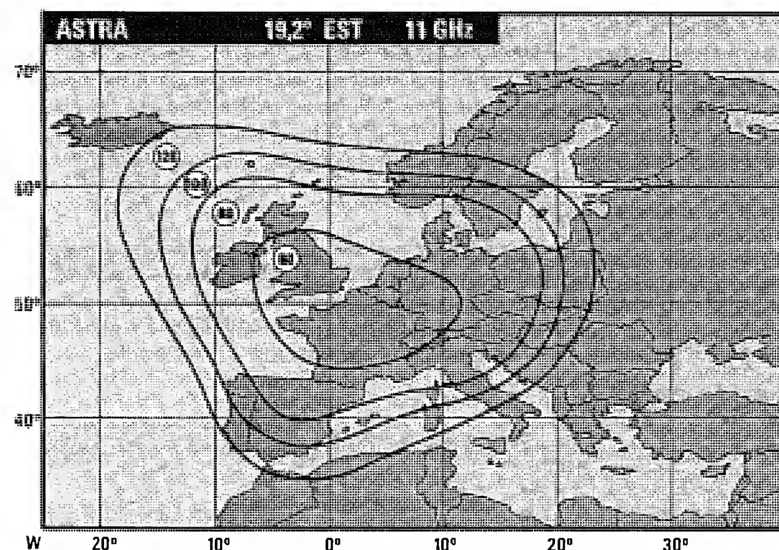



Fig.17 Diagramma di radiazione del satellite ASTRA/A utilizzato da molte emittenti nordiche che trasmettono con polarizzazione verticale. Nei diagrammi abbiamo indicato il diametro della parabola.

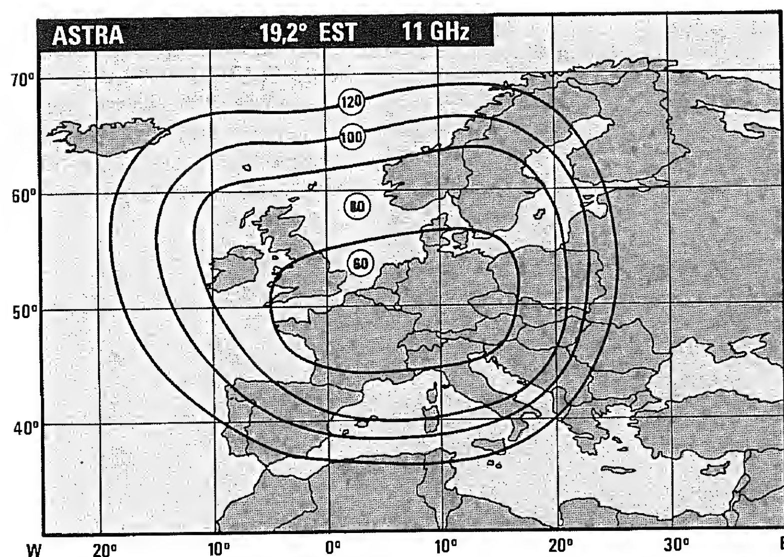



Fig.18 Diagramma di radiazione del nuovo fascio del satellite ASTRA/B che dovrebbe coprire tutta l'Europa. Il diametro della parabola è stato calcolato prendendo come riferimento un LNC con una NF di 1.5 dB.

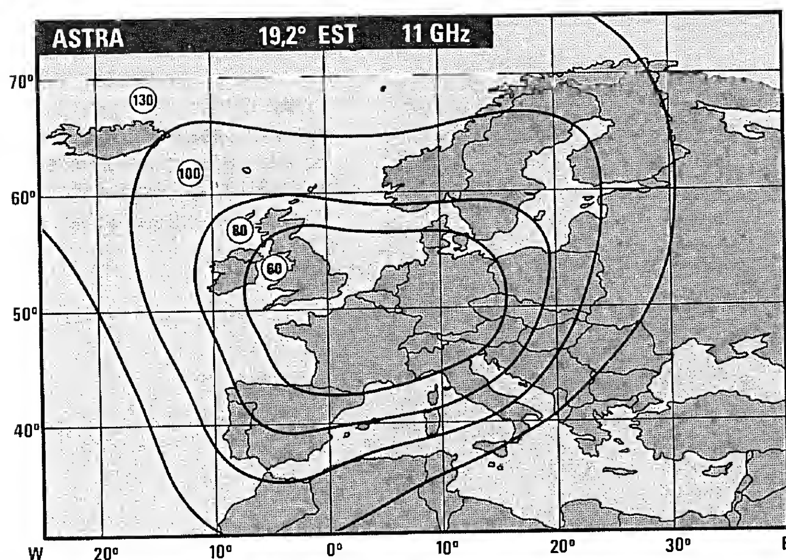



Fig.19 Diagramma di radiazione del satellite ASTRA/B utilizzato da molte emittenti che trasmettono con polarizzazione "verticale": la potenza tra verticale e orizzontale non sempre perciò è equivalente.

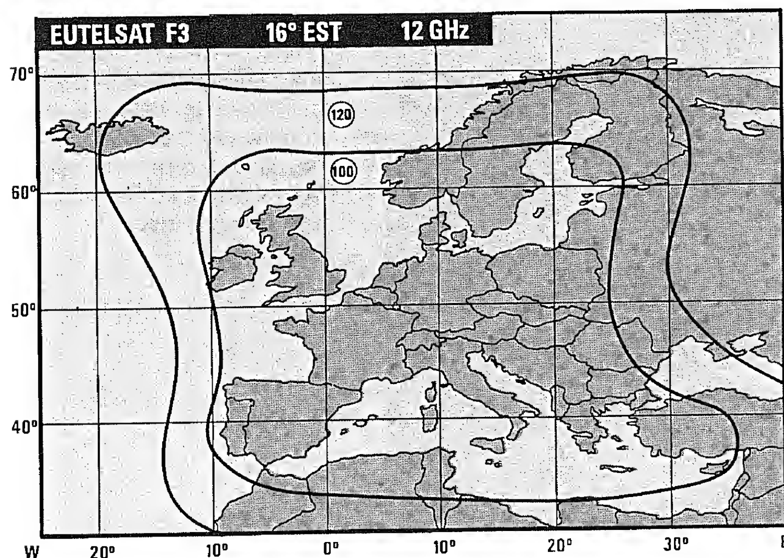



Fig.20 Diagramma di radiazione del satellite EUTELSAT F3 che permette di ricevere in Italia le emittenti Slave, Polacche, Ungheresi, Portoghesi, Marocchine, Tunisine, Egiziane e molti Transponder.

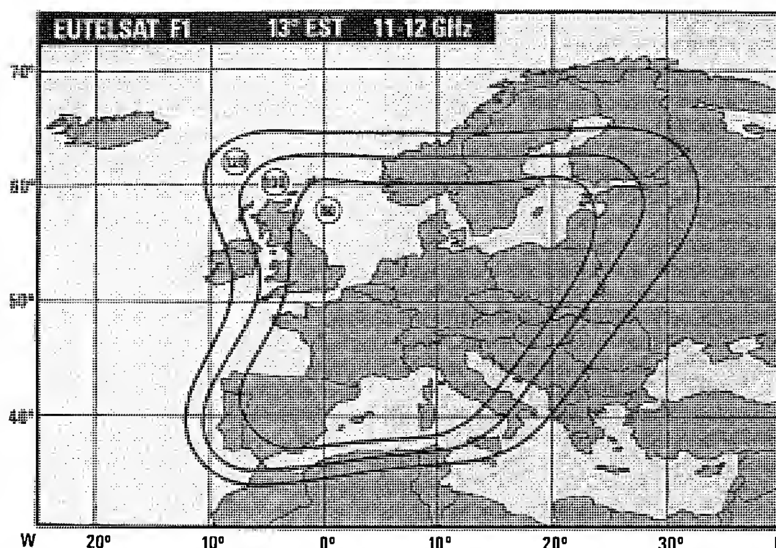



Fig.21 Diagramma attualmente reperibile del satellite EUTELSAT F1 che trasmette sulla gamma degli 11 e dei 12 GHz. Da questo satellite si ricevono molto forte delle emittenti Arabe e Turche.

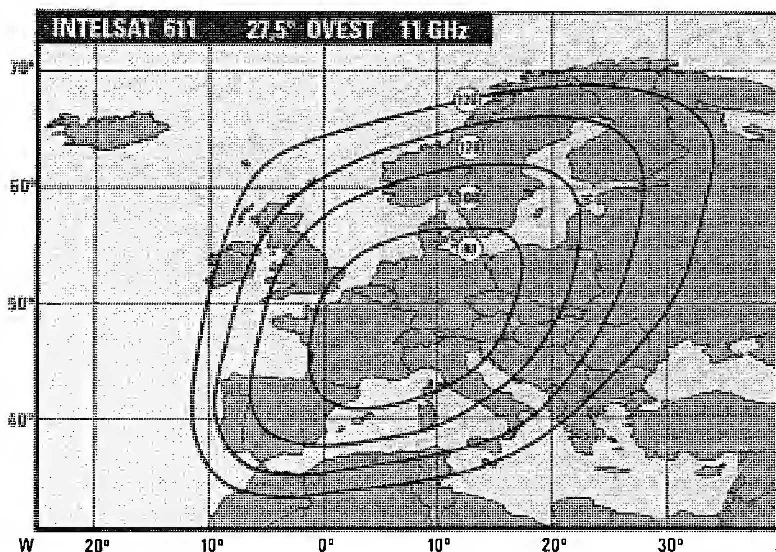



Fig.22 Diagramma di radiazione del satellite INTELSAT 611 posizionato a 27,5 gradi Ovest. Per mezzo di questo satellite trasmetteva verso l'Europa l'emittente CNN - USA che poi è passata al satellite ASTRA.

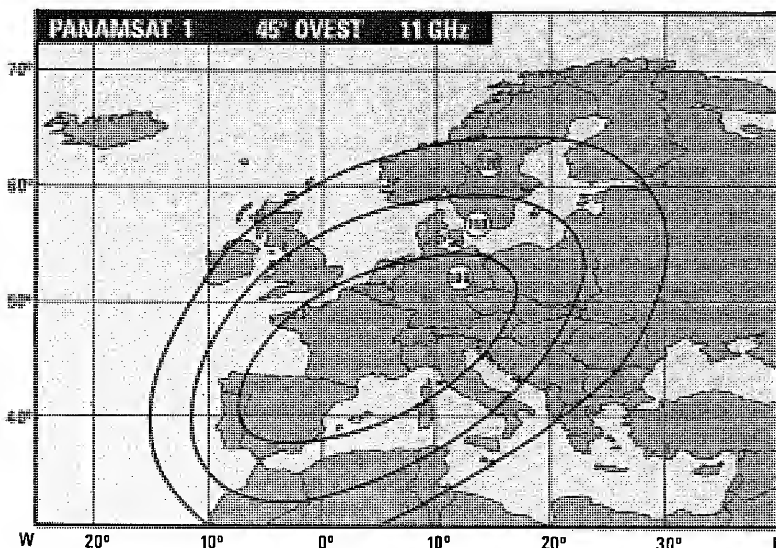



Fig.23 Diagramma del satellite PANAMSAT posizionato a 45 gradi Ovest. Tramite questo satellite trasmettono il Messico in PAL ed il Giappone in NSC, quindi quest'ultimo si riceve in bianco/nero.

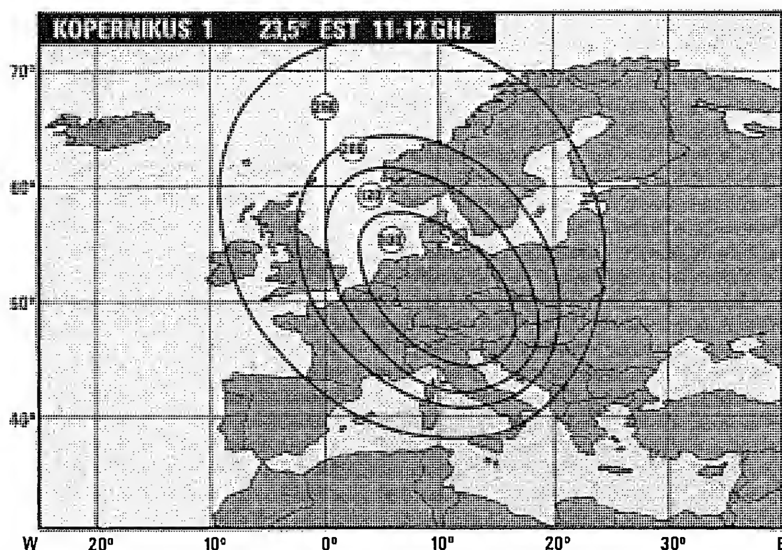



Fig.24 Diagramma del satellite KOPERNIKUS 1 posizionato a 23,5 gradi Est che trasmette sia sulla gamma degli 11 che dei 12 GHz. Su tale satellite sono presenti soltanto emittenti tedesche/nordiche.

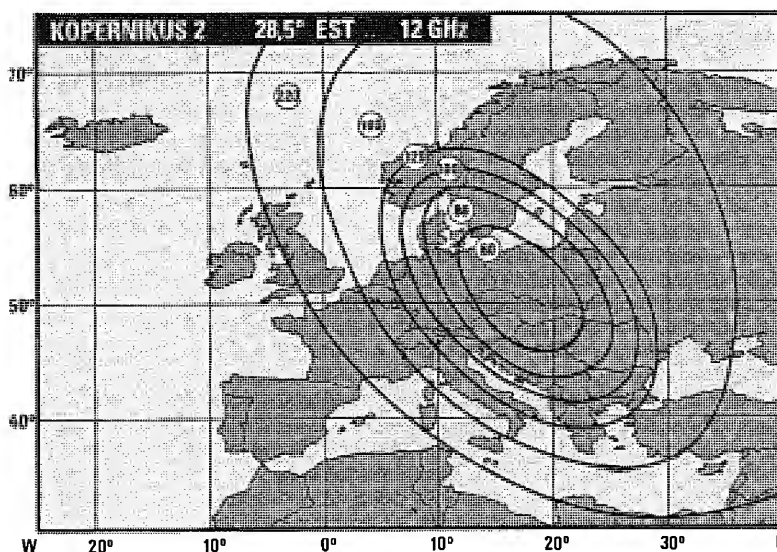



Fig.25 Diagramma del satellite KOPERNIKUS 2 posizionato a 28,5 gradi Est che trasmette sulla gamma dei 12 GHz. Secondo fonti non ufficiali questo satellite verrà sostituito in futuro dal KOPERNIKUS 3.

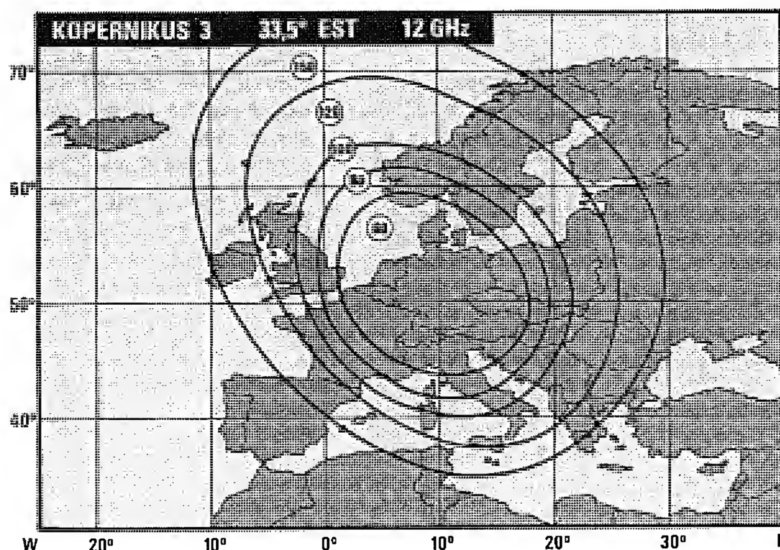



Fig.26 Il Diagramma del satellite KOPERNIKUS 3 posizionato a 33,5 gradi Est che trasmette sulla gamma dei 12 GHz. Su questo satellite verranno trasferite tutte le emittenti presenti sul KOPERNIKUS 2.

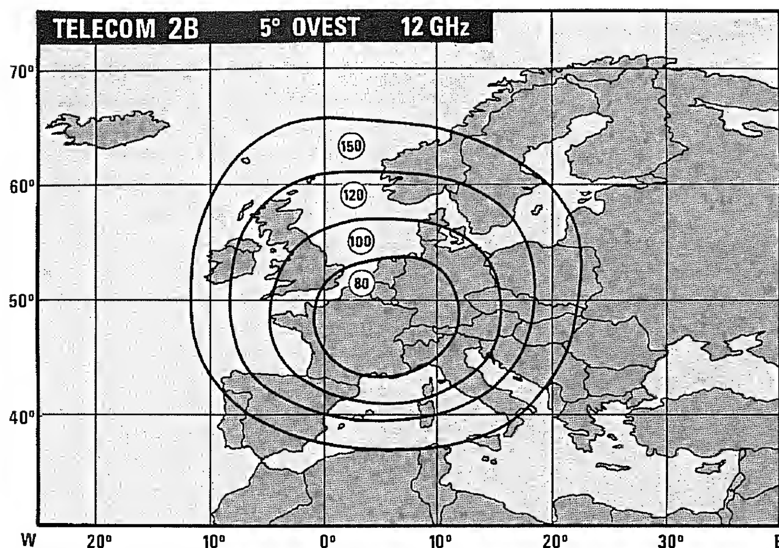



**Fig. 27** Diagramma di radiazione del satellite TELECOM 2B posizionato a 5 gradi Ovest. Su questo satellite sono presenti molte emittenti francesi che, trasmettendo in SECAM, vedremo solo in bianco/nero.

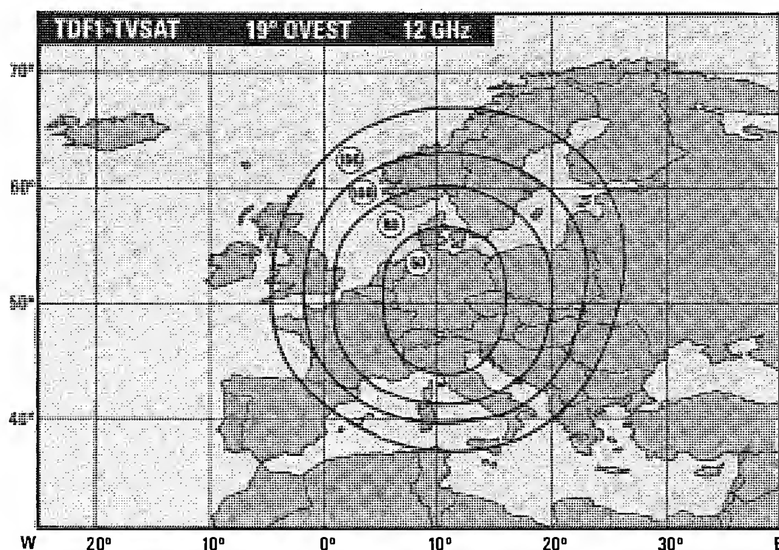



**Fig.28** A 19 gradi Ovest si trovano due satelliti che trasmettono sulla banda alta e sulla banda bassa dei 12 GHz e vicinissimo a questi è presente il satellite italiano OLYMPUS che trasmette saltuariamente.

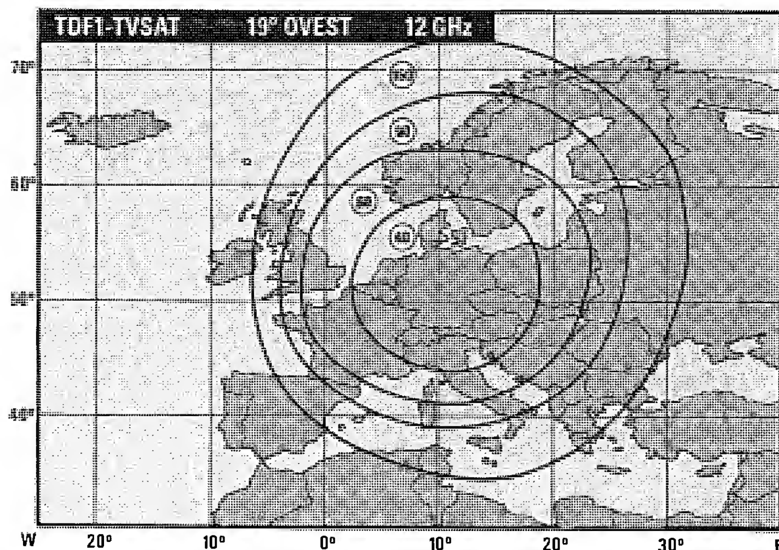



**Fig.29** Diagramma dei due satelliti TDF1 e TVSAT. Questi due satelliti (vedi fig.28-30) irradiano tre fasci, uno direzionato verso il centro dell'Europa, uno verso l'Est e l'altro verso l'Ovest.

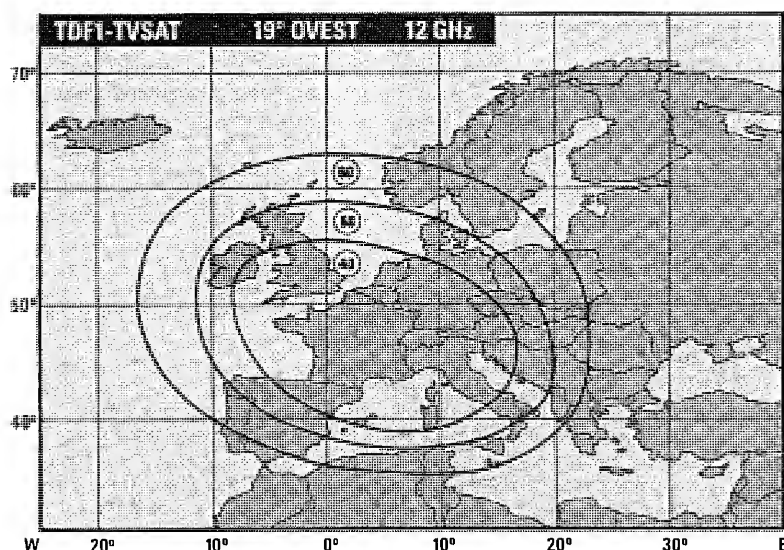



**Fig.30 Diagramma dei TDF1 e TVSAT centrati sul centro della Francia. Questi satelliti trasmettono sia in PAL che in SECAM. Le trasmissioni francesi in SECAM le vedrete sul vostro TV in bianco/nero.**

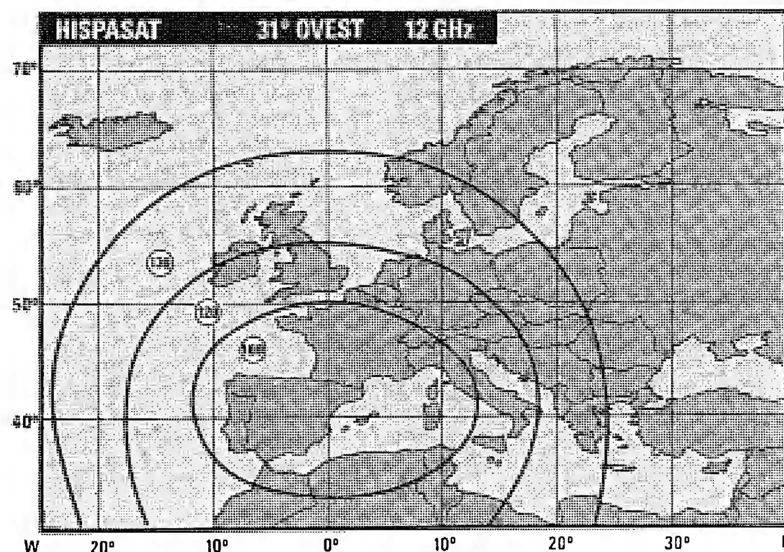



**Fig.31 Diagramma del satellite spagnolo HISPASAT posizionato a 31 gradi Ovest. Questo satellite che trasmette attualmente sulla sola gamma dei 12 GHz si riceve molto bene anche in Italia.**

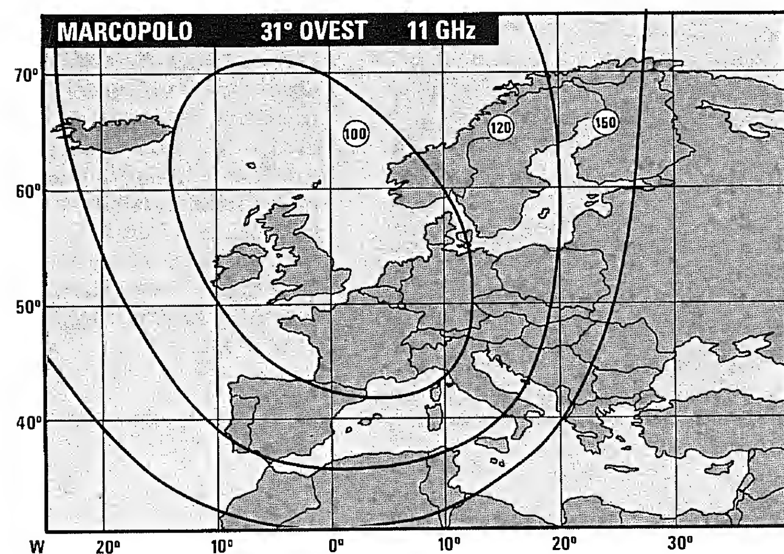



**Fig.32 Sui 31 gradi Ovest è presente anche il satellite MARCOPOLO che dovrebbe trasmettere sia sulla gamma degli 11 GHz che sulla gamma dei 12 GHz. Attualmente si riceve molto debolmente.**

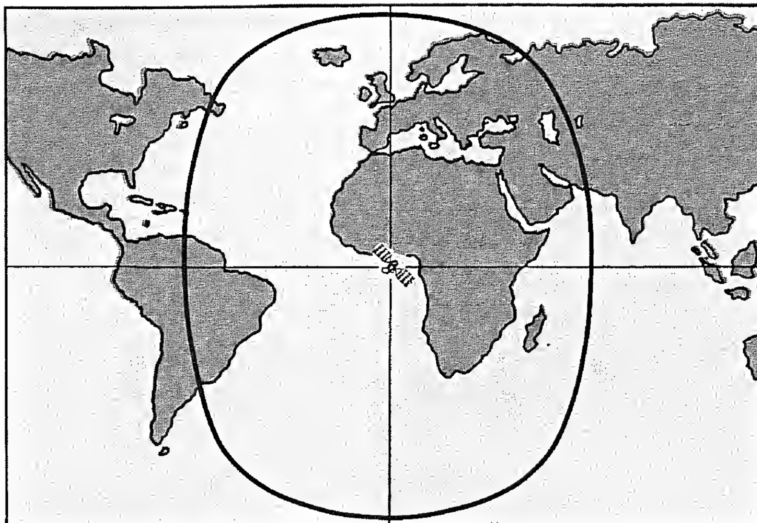


**Fig.33** Il satellite meteorologico Europeo METEOSAT si trova posizionato esattamente sul meridiano di Greenwich, cioè sugli 0 gradi. Il tracciato indica l'area di copertura di questo satellite.

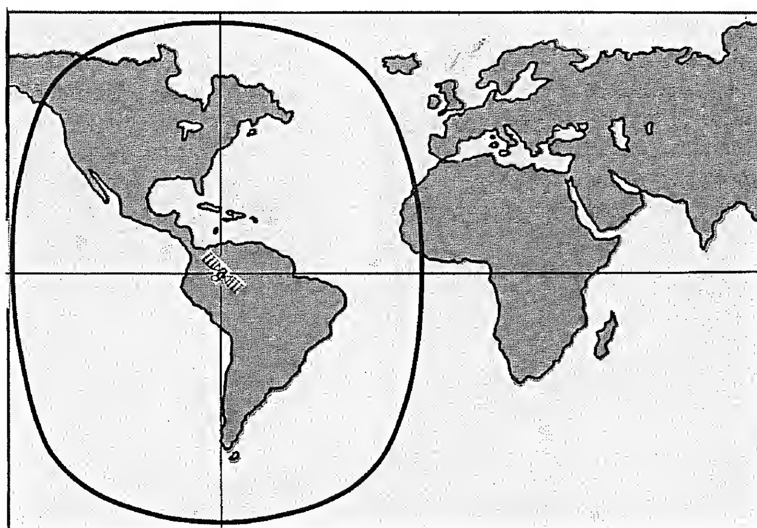


**Fig.34** Il satellite meteorologico americano GOES posizionato a 75 gradi Ovest. Sul 2° canale del Meteosat vengono ritrasmesse in diverse ore del giorno anche le immagini captate dal satellite GOES (vedi fig.36).

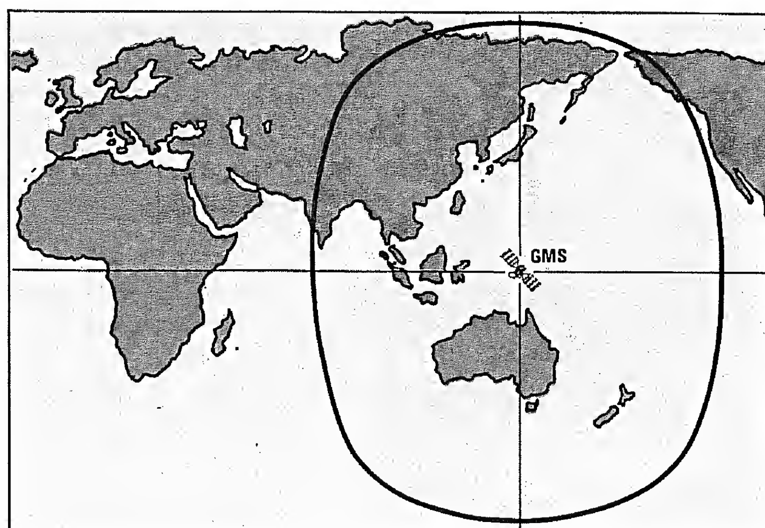
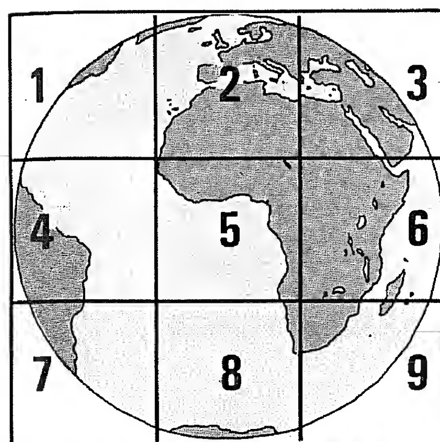
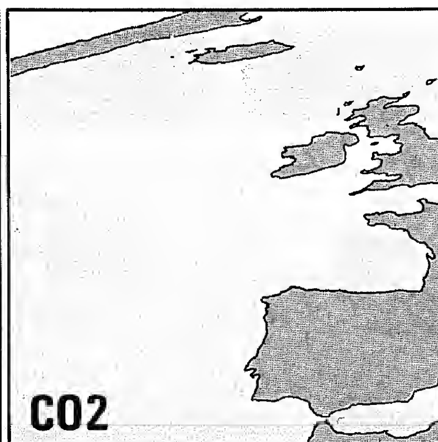
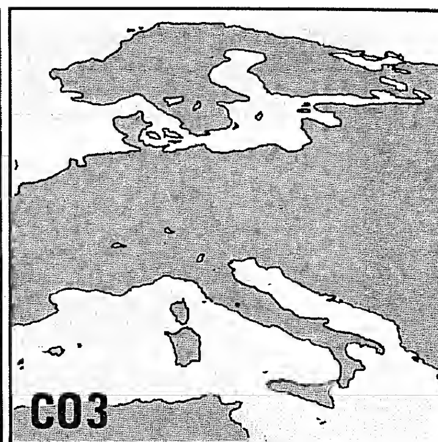
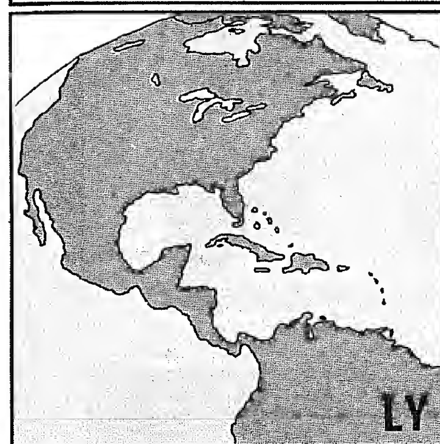



**Fig.35** Il satellite meteorologico giapponese GMS posizionato a 140 gradi Est trasmette su tutta l'area evidenziata in questa cartina. Poichè queste immagini vengono ritrasmesse dal Meteosat sul Canale 2, potrete conoscere e vedere la situazione meteorologica presente sull'intero globo terrestre.



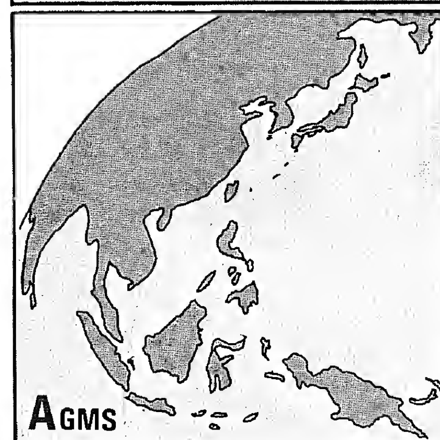



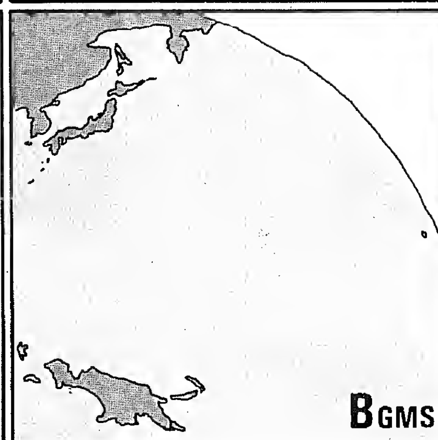



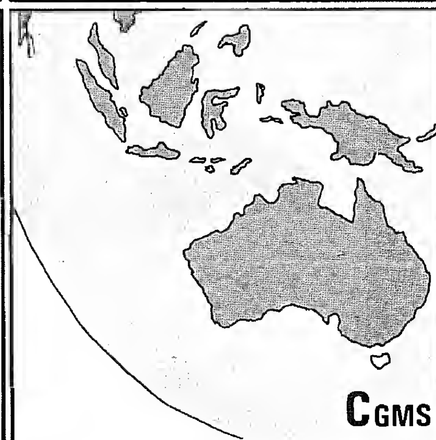








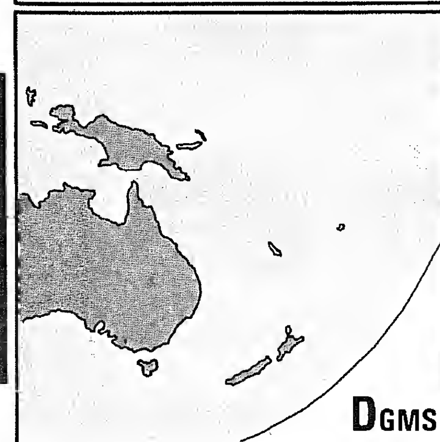
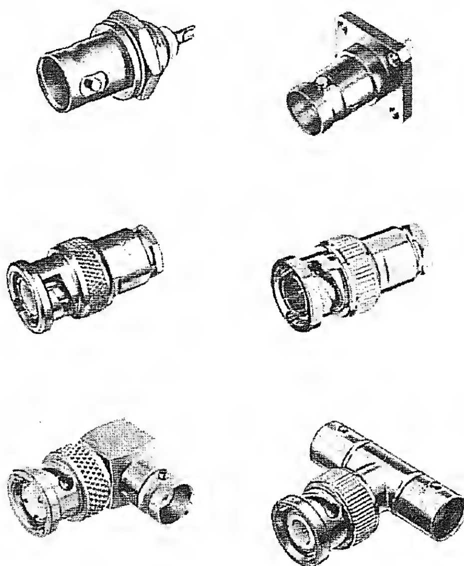
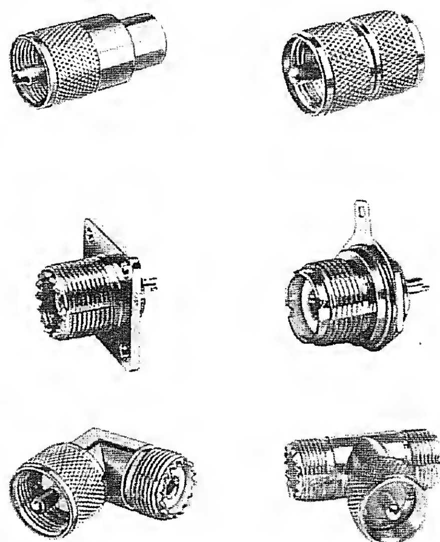




Fig.36 Il satellite geostazionario Meteosat trasmette tramite il Canale 1, 24 ore su 24, metà del globo terrestre suddiviso in 9 settori (vedi figura in alto a sinistra), più due ingrandimenti siglati CO2 (Spagna) e CO3 (Italia).
Tramite il Canale 2 viene trasmesso l'intero globo terrestre sia al visibile che all'infrarosso: il satellite americano Goes trasmette le immagini delle Americhe siglate LY - LR - LZ e il satellite giapponese GMS le immagini della Cina - Giappone - Indonesia - Nuova Guinea - Australia - Nuova Zelanda (vedi A-B-C-D GMS).

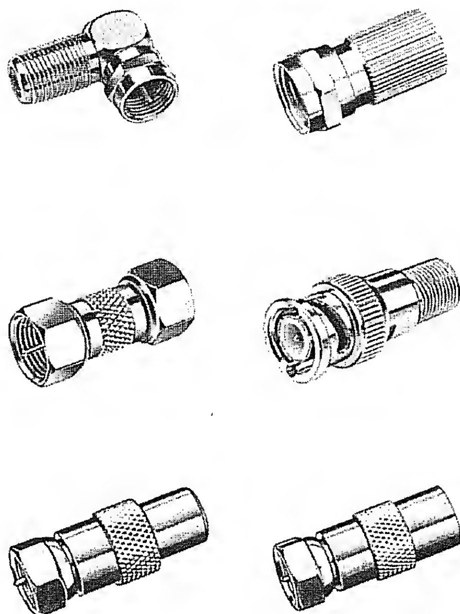
## CONNETTORI tipo BNC
Max frequenza lavoro 3 GHz



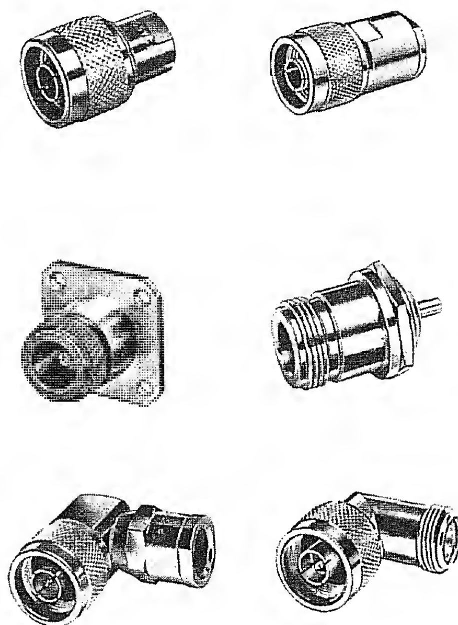
## CONNETTORI tipo PL
Max frequenza lavoro 200 MHz



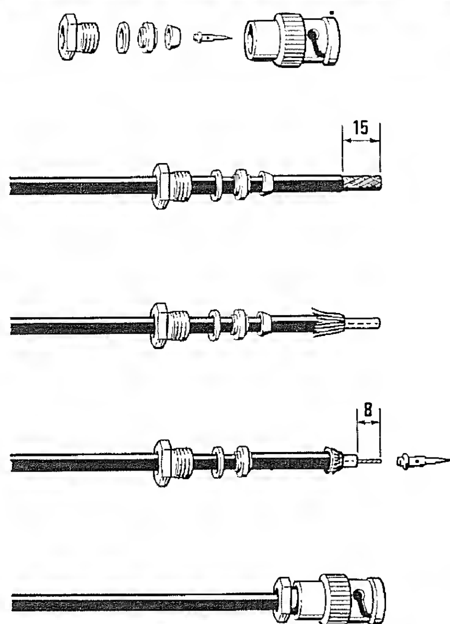
## CONNETTORI tipo F
Max frequenza lavoro 4 GHz



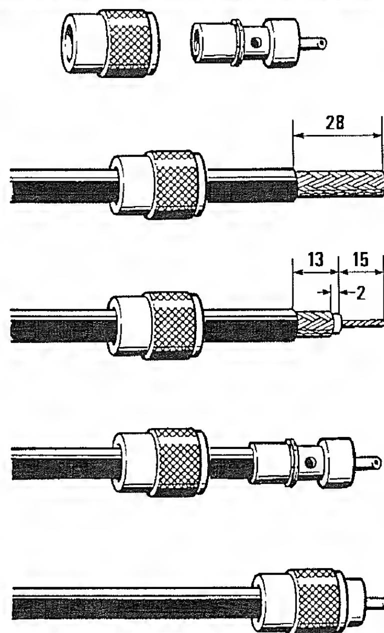
## CONNETTORI tipo N
Max frequenza lavoro 4 GHz



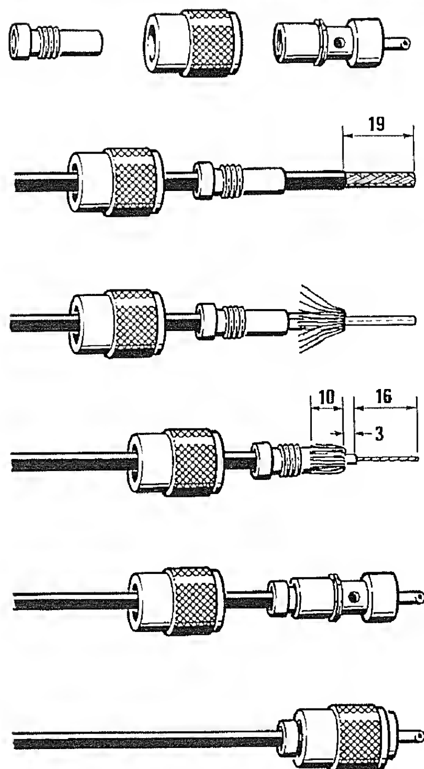
## COME COLLEGARE un CAVO RG.58 ad un bocchettone MASCHIO BNC



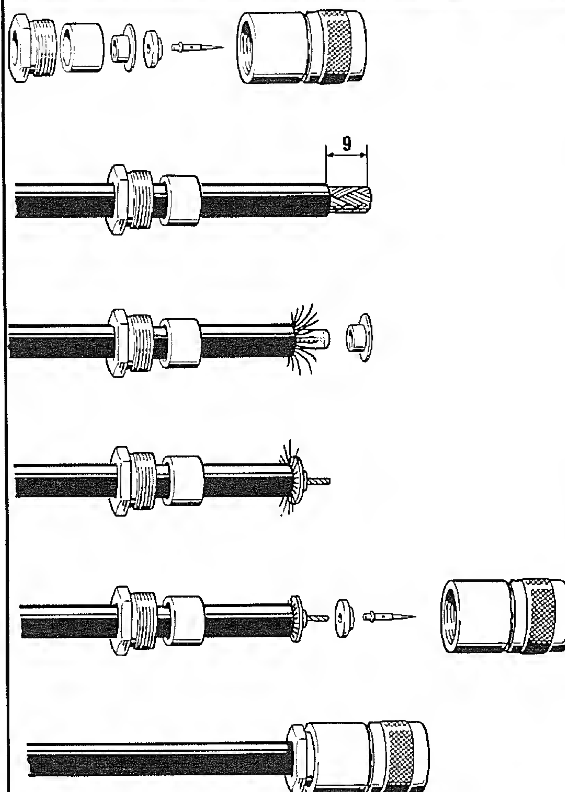

## COME COLLEGARE un CAVO RG8/RG11 ad un bocchettone MASCHIO PL




## COME COLLEGARE un CAVO RG.58 ad un bocchettone MASCHIO PL




## COME COLLEGARE un CAVO RG8/RG11 ad un bocchettone MASCHIO N



## CAVI COASSIALI per RADIOAMATORI con IMPEDENZA 52 ohm

| | |
|---|---|
| **CAVO RG.5** | **SCHERMO in rame argentato**<br>**DIAMETRO GUAINA 8,3 mm**<br>**DIAMETRO FILO 2,8 rigido**<br>**VELOCITÀ PROPAGAZIONE 0,66** |
| **CAVO RG.8** | **SCHERMO in rame argentato**<br>**DIAMETRO GUAINA 10,3 mm**<br>**DIAMETRO FILO 2,8 trecciola**<br>**VELOCITÀ PROPAGAZIONE 0,66** |
| **CAVO RG.9** | **SCHERMO in rame argentato**<br>**DIAMETRO GUAINA 10,7 mm**<br>**DIAMETRO FILO 2,8 trecciola**<br>**VELOCITÀ PROPAGAZIONE 0,66** |
| **CAVO RG.58** | **SCHERMO in rame argentato**<br>**DIAMETRO GUAINA 5,0 mm**<br>**DIAMETRO FILO 1,7 trecciola**<br>**VELOCITÀ PROPAGAZIONE 0,66** |
| **CAVO RG.142** | **SCHERMO in rame stagnato**<br>**DIAMETRO GUAINA 4,9 mm**<br>**DIAMETRO FILO 2,0 trecciola**<br>**VELOCITÀ PROPAGAZIONE 0,66** |
| **CAVO RG.174** | **SCHERMO in rame stagnato**<br>**DIAMETRO GUAINA 2,7 mm**<br>**DIAMETRO FILO 0,7 trecciola**<br>**VELOCITÀ PROPAGAZIONE 0,66** |
| **CAVO RG.213** | **SCHERMO in rame argentato**<br>**DIAMETRO GUAINA 10,3 mm**<br>**DIAMETRO FILO 3,0 trecciola**<br>**VELOCITÀ PROPAGAZIONE 0,66** |
| **CAVO RG.214** | **SCHERMO in rame argentato**<br>**DIAMETRO GUAINA 10,8 mm**<br>**DIAMETRO FILO 2,0 trecciola**<br>**VELOCITÀ PROPAGAZIONE 0,66** |
| **CAVO RG.217** | **SCHERMO in rame rosso**<br>**DIAMETRO GUAINA 13,8 mm**<br>**DIAMETRO FILO 0,7 rigido**<br>**VELOCITÀ PROPAGAZIONE 0,66** |



### ATTENUAZIONE in dB per 100 metri di cavo

| CAVO | 50 MHz | 100 MHz | 200 MHz | 400 MHz | 800 MHz | 1 GHz |
|---|---|---|---|---|---|---|
| RG.5 | 6,23 | 8,86 | 13,5 | 19,4 | 26,7 | 32,1 |
| RG.8 | 4,3 | 6,3 | 8,9 | 13,6 | 21,1 | 26,4 |
| RG.9 | 4,9 | 7,5 | 10,8 | 16,4 | 22,8 | 28,9 |
| RG.58 | 11,0 | 16,0 | 23,5 | 35,1 | 53,1 | 59,1 |
| RG.142 | 3,7 | 12,6 | 18,5 | 27,6 | 41,0 | 44,6 |
| RG.174 | 19,1 | 28,1 | 39,4 | 57,4 | 69,5 | 92,5 |
| RG.213 | 4,2 | 6,1 | 8,7 | 13,2 | 20,7 | 25,7 |
| RG.214 | 4,4 | 6,5 | 9,9 | 14,1 | 22,7 | 24,9 |
| RG.217 | 3,2 | 4,5 | 6,5 | 10,1 | 13,0 | 18,0 |

**Nota** = Anche se i cavi coassiali della serie **RG** vengono dichiarati da **50 ohm**, il loro valore reale, a causa delle tolleranze di fabbricazione, è sempre compreso tra **51** e **53 ohm**. Vogliamo far presente che lo stesso cavo con la stessa **sigla**, ma costruito da due diverse Case, può avere dei valori di **attenuazione** leggermente diversi da quelli qui soprariportati.

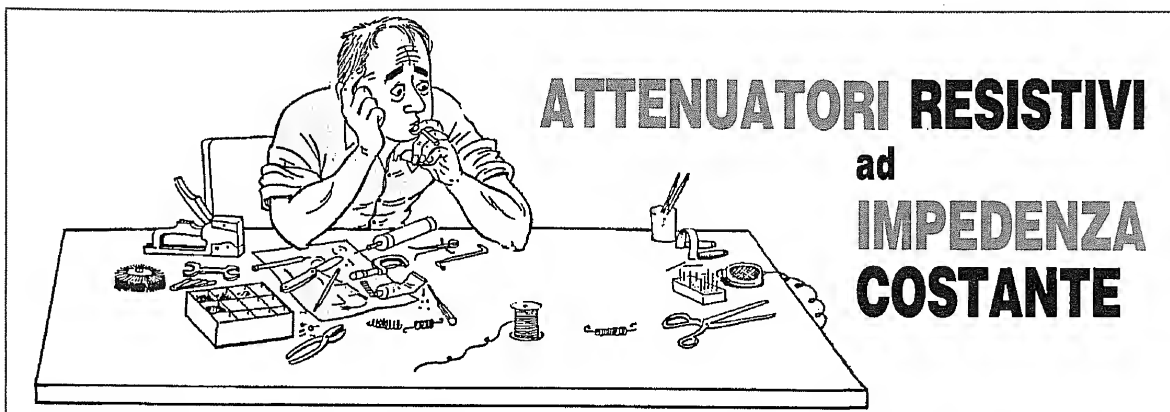
## CAVI COASSIALI per TV con IMPEDENZA 75 ohm

| | |
|---|---|
| CAVO tipo A | SCHERMO in rame rosso<br>DIAMETRO GUAINA 6,8 mm<br>DIAMETRO FILO 1,2 mm trecciola<br>VELOCITÀ PROPAGAZIONE 0,66 |
| CAVO tipo B | SCHERMO in rame argentato<br>DIAMETRO GUAINA 6,8 mm<br>DIAMETRO FILO 1,0 mm rigido<br>VELOCITÀ PROPAGAZIONE 0,80 |
| CAVO tipo C | SCHERMO in rame argentato<br>DIAMETRO GUAINA 6,8 mm<br>DIAMETRO FILO 1,0 mm rigido<br>VELOCITÀ PROPAGAZIONE 0,80 |
| CAVO tipo D | SCHERMO in rame stagnato<br>DIAMETRO GUAINA 5,0 mm<br>DIAMETRO FILO 1,1 mm rigido<br>VELOCITÀ PROPAGAZIONE 0,80 |
| CAVO tipo E | SCHERMO in rame stagnato<br>DIAMETRO GUAINA 6,6 mm<br>DIAMETRO FILO 1,1 mm rigido<br>VELOCITÀ PROPAGAZIONE 0,80 |
| CAVO tipo F | SCHERMO in rame stagnato<br>DIAMETRO GUAINA 6,8 mm<br>DIAMETRO FILO 1,3 mm rigido<br>VELOCITÀ PROPAGAZIONE 0,80 |
| CAVO tipo G | SCHERMO in rame rosso<br>DIAMETRO GUAINA 6,8 mm<br>DIAMETRO FILO 2,5 mm rigido<br>VELOCITÀ PROPAGAZIONE 0,84 |
| CAVO tipo RG.11 | SCHERMO in rame argentato<br>DIAMETRO GUAINA 10,3 mm<br>DIAMETRO FILO 2,8 trecciola<br>VELOCITÀ PROPAGAZIONE 0,66 |
| CAVO tipo RG.59 | SCHERMO in rame rosso<br>DIAMETRO GUAINA 13,8 mm<br>DIAMETRO FILO 0,7 rigido<br>VELOCITÀ PROPAGAZIONE 0,66 |

### ATTENUAZIONE in dB per 100 metri di cavo

| CAVO | 50 MHz | 100 MHz | 200 MHz | 400 MHz | 800 MHz | 1 GHz |
|---|---|---|---|---|---|---|
| Tipo A | 6,2 | 7,4 | 10,8 | 16,0 | 28,0 | 29,5 |
| Tipo B | 6,2 | 7,4 | 10,8 | 15,0 | 26,0 | 27,2 |
| Tipo C | 6,0 | 6,8 | 10,0 | 14,8 | 21,2 | 23,0 |
| Tipo D | 6,2 | 9,1 | 13,5 | 18,8 | 28,5 | 32,1 |
| Tipo E | 5,6 | 7,8 | 10,9 | 15,7 | 22,9 | 25,9 |
| Tipo F | 6,4 | 6,9 | 10,2 | 15,0 | 21,5 | 23,4 |
| Tipo G | 6,3 | 6,8 | 10,0 | 14,8 | 21,2 | 23,0 |
| RG.11 | 5,2 | 7,5 | 10,8 | 15,8 | 20,5 | 25,6 |
| RG.59 | 7,9 | 11,2 | 16,1 | 23,0 | 32,1 | 40,0 |

**Nota** = Poichè per identificare i cavi per TV da 75 ohm non vengono usate delle sigle Standard, ma ogni Casa Costruttrice utilizza proprie denominazioni, ad esempio RK.75/F - TVSAT - SATELLIT - LFN.66/GR - UHF/SV420, noi li abbiamo chiamati CAVI tipo A-B-C, ecc. I dati riportati permettono di vedere come cambia l'**attenuazione** al variare della frequenza.



# ATTENUATORI RESISTIVI ad IMPEDENZA COSTANTE

Gli attenuatori resistivi ad **impedenza costante** sono in grado di attenuare con un'elevata precisione qualsiasi segnale in RF e in BF da un minimo di **1 dB** fino ad un massimo di **70-80 dB**.

Per questo motivo vengono adoperati sia in **RF** sia in **BF** ogniqualvolta si presenti la necessità di dover attenuare dei segnali che potrebbero servire per eseguire delle misure, istituire dei paragoni, ecc.

Ad esempio vengono spesso utilizzati dalle TV per ridurre i segnali forniti in uscita dai preamplificatori d'antenna, nei Generatori di RF o di BF per attenuare con precisi rapporti **in dB** i segnali d'uscita, negli strumenti di misura, come per esempio gli oscilloscopi, per attenuare i segnali da applicare sui loro ingressi oppure per controllare l'attenuazione in **dB** dei filtri Passa/Banda - Passa/Basso - Passa/Alto.

Un attenuatore può servire inoltre per verificare la **sensibilità** di un ricevitore o di un preamplificatore.

I filtri che vi presentiamo potrete calcolarli su quattro valori d'impedenza **standard**, cioè **52 - 75 - 300 - 600 ohm**, e anche su altri differenti valori.

Per realizzare questi attenuatori dovremo utilizzare sempre delle resistenze a **carbone** per evitare che carichi induttivi modifichino le loro caratteristiche.

Quando si lavora in **RF** ( alta frequenza ) non è mai consigliabile realizzare una **sola cella** per attenuare segnali superiore ai **30 dB**.

Infatti se questi segnali hanno un'ampiezza molto elevata si può verificare il caso che passino direttamente dall'ingresso all'uscita per via capacitiva.

Per ottenere elevate attenuazioni vi suggeriamo quindi di usare più celle con basse attenuazioni ( massimo **10 dB** ognuna ) poste in serie, avendo la cura di separare le une dalle altre con schermi metallici.

Tutto il filtro andrà poi racchiuso dentro un piccolo contenitore metallico in modo da renderlo totalmente schermato.

Se realizzate delle **scatole di attenuazione** allo scopo di ottenere dei **salti di 1 dB** ( vedi figg. 6-7 ), dovrete utilizzare degli ottimi **deviatori** con **basse capacità residue**. Diversamente il segnale di RF passerà da un estremo all'altro del deviatore per via **capacitiva**, senza attraversare l'attenuatore.

Non potrete comunque usare mai attenuatori per frequenze superiori a **300 MHz** con deviatori anche a basse capacità residue.

Per poter usare gli attenuatori fino a **1 GHz** e oltre, dovremo sostituire i deviatori con dei relè di **RF** appositamente progettati per questa funzione ( vedi progetto LX.1054 pubblicato sulla rivista N. 161 di Nuova Elettronica ).

Quando calcoleremo, con le formule di seguito riportate, i valori delle varie **resistenze**, risulteranno facilmente valori ohmici **non standard.**

Per ottenere il valore richiesto dovremo necessariamente attuare dei collegamenti in **parallelo** o in **serie**.

Possiamo comunque assicurarvi che una **tolleranza** in + o in - di circa un **5%** non modificherà le caratteristiche dell'attenuatore.

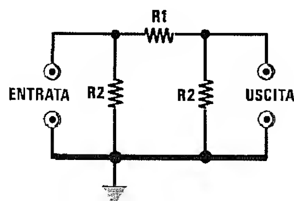



**Fig. 1 ATTENUATORE a Pi-GRECO**

**R1 = ( Z x E ) : C**
**R2 = ( Z x B ) : A**

**Z è il valore dell'impedenza di ingresso e di uscita.**
**I valori di A, B, C ed E li preleveremo dalla Tabella N.1.**

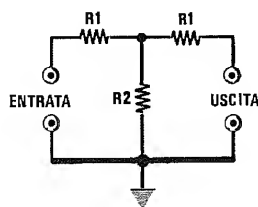



**Fig. 2 ATTENUATORE a T**

**R1 = ( Z x A ) : B**
**R2 = ( Z x C ) : E**

**Z è il valore dell'impedenza di ingresso e di uscita.**
**I valori di A, B, C ed E li preleveremo dalla Tabella N.1.**

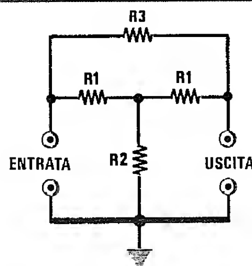



**Fig. 3 ATTENUATORE a T pontato**

**R1 = uguale a Z**
**R2 = Z : A**
**R3 = Z x A**

**Z è il valore dell'impedenza di ingresso e di uscita.**
**Il valore di A lo preleveremo dalla Tabella N.1.**

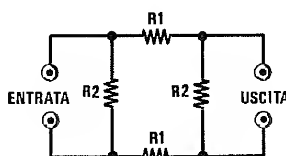



**Fig. 4 ATTENUATORE BILANCIATO a Pi-GRECO**

**R1 = [( Z : 2 ) x E ] : C**
**R2 = ( Z x B ) : A**

**Z è il valore dell'impedenza di ingresso e di uscita.**
**I valori di A, B, C ed E li preleveremo dalla Tabella N.1.**

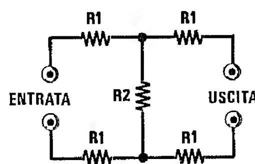



**Fig. 5 ATTENUATORE BILANCIATO a T**

**R1 = [( Z : 2 ) x A ] : B**
**R2 = ( Z x C ) : E**

**Z è il valore dell'impedenza di ingresso e di uscita.**
**I valori di A, B, C ed E li preleveremo dalla Tabella N.1.**

**Esempio** = Vogliamo realizzare un attenuatore a **Pi-Greco** da **6 dB** ( vedi fig.1 ) su un'impedenza caratteristica **Z** di **52 ohm**.

Dalla fig.1 preleveremo le due formule necessarie per ricavare il valore delle resistenze R1 e R2, cioè :

**R1 = ( Z x E ) : C**
**R2 = ( Z x B ) : A**

Nella **Tabella N.1** andremo a leggere i valori di **E - C - B - A** relativi ad un'attenuazione di **6 dB** e li inseriremo nelle due formule ottenendo :

**( 52 x 2,98 ) : 3,99 = 38,83 ohm R1**
**( 52 x 2,995 ) : 0,995 = 156,52 ohm R2**

Per la resistenza **R1** potremo tranquillamente utilizzare un valore di **39 ohm**, mentre per la resistenza **R2** potremo usare un valore di **150 ohm**, perchè in questo caso la tolleranza è di circa il 4%.

**Esempio** = Vogliamo realizzare un attenuatore a **T** da **10 dB** ( vedi fig.2 ) su un'impedenza **Z** di **75 ohm** per uso TV.

Nella fig.2 preleveremo le due formule necessarie per ricavare il valore delle resistenze R1 e R2, cioè :

**R1 = ( Z x A ) : B**
**R2 = ( Z x C ) : E**

Nella **Tabella N.1** preleveremo i valori di **A - B - C - E** relativi ad una attenuazione di **10 dB** e li in-

seriremo nelle due formule ottenendo :

**( 75 x 2,162 ) : 4,162 = 38,95 ohm R1**
**( 75 x 6,324 ) : 9 = 52,70 ohm R2**

Per la resistenza **R1** potremo tranquillamente utilizzare un valore di **39 ohm**, mentre per la resistenza **R2** potremo usare due resistenze da **100 ohm** collegate in parallelo. Anche in questo caso il valore ricavato è compreso nella tolleranza.

**Esempio** = Vogliamo realizzare un attenuatore a **T pontato** da **3 dB** ( vedi fig.3 ) su un'impedenza caratteristica **Z** di **600 ohm**.

Nella fig.3 preleveremo le due formule necessarie per ricavare il valore delle resistenze R1 - R2 - R3, cioè :

**R1 = uguale a Z**
**R2 = Z : A**
**R3 = Z x A**

Come avrete notato il valore ohmico delle due resistenze siglate **R1** deve risultare identico al valore dell'**impedenza**, cioè **600 ohm**, pertanto calcoleremo il solo valore delle due resistenze **R2 - R3** prelevando dalla **Tabella N.1** il valore di **A**, che risulta di **0,413**, e inserendolo nelle due formule :

**( 600 : 0,413 ) = 1.452 ohm R2**
**( 600 x 0,413 ) = 247,8 ohm R3**

Per ottenere i **600 ohm** necessari per le resistenze **R1**, potremo collegare in parallelo due resistenze da **1.200 ohm**.

Per la resistenza **R2** possiamo usare due resistenze poste in parallelo, una da **6.800 ohm** ed una da **1.800 ohm**, e così facendo otterremo un valore di **1.423 ohm**, con una tolleranza di circa il 2%.

Per la resistenza **R3** potremo collegare in serie ad una resistenza da **180 ohm** una resistenza da **68 ohm** e così facendo otterremo :

**180 + 68 = 248 ohm.**

**Esempio** = Applicando una tensione di **15 volt** sull'ingresso di un'attenuatore da **9 dB** quale tensione potremo ottenere sull'uscita?
Consultando la **Tabella N.1** vediamo che a 9 dB corrisponde un'attenuazione in tensione di 2,818 volte.
Dividendo i volt d'ingresso per questo numero, otterremo in uscita una tensione di :
**15 : 2,818 = 5,32 volt**

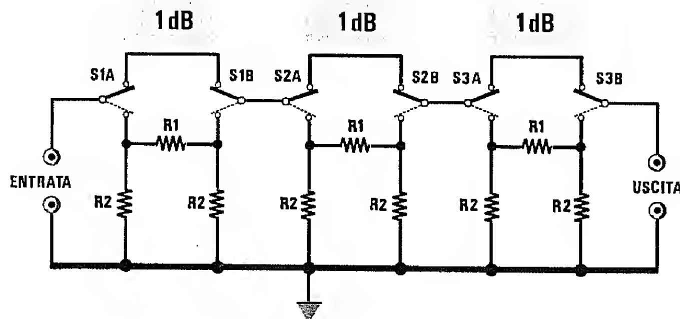



**Fig.6 Schema di un semplice attenuatore di RF calcolato per un'impedenza di 52 ohm e per 1 dB di attenuazione per cella. Per ottenere valori di attenuazione diversa dovremo ricalcolare il valore delle due resistenze a carbone R1-R2.**

**R1 = 100 ohm 1/2 watt**
**R2 = 150 ohm 1/2 watt**



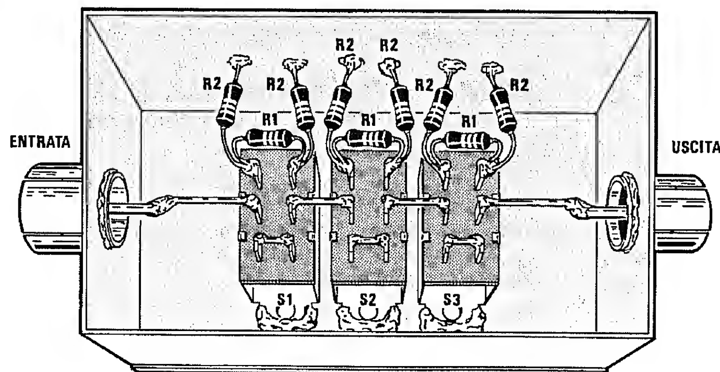



**Fig.7 L'attenuatore sopradescritto andrà racchiuso dentro una scatola metallica. Si consiglia di tenere i terminali delle resistenze molto corti.**

TABELLA N.1

| Attenuaz. in dB | Attenuaz. tensione | A | B | C | D | E |
|---|---|---|---|---|---|---|
| 1 | 1,122 | 0,122 | 2,122 | 2,244 | 1,26 | 0,26 |
| 2 | 1,259 | 0,259 | 2,259 | 2,518 | 1,58 | 0,58 |
| 3 | 1,413 | 0,413 | 2,413 | 2,286 | 1,99 | 0,99 |
| 4 | 1,585 | 0,585 | 2,585 | 3,170 | 2,51 | 1,51 |
| 5 | 1,778 | 0,778 | 2,778 | 3,556 | 3,16 | 2,16 |
| 6 | 1,995 | 0,995 | 2,995 | 3,990 | 3,98 | 2,98 |
| 7 | 2,239 | 1,239 | 3,239 | 4,478 | 5,01 | 4,01 |
| 8 | 2,512 | 1,512 | 3,512 | 5,024 | 6,31 | 5,31 |
| 9 | 2,818 | 1,818 | 3,818 | 5,636 | 7,94 | 6,94 |
| 10 | 3,162 | 2,162 | 4,162 | 6,324 | 10,00 | 9,00 |
| 11 | 3,548 | 2,548 | 4,548 | 7,096 | 12,59 | 11,59 |
| 12 | 3,981 | 2,981 | 4,981 | 7,962 | 15,85 | 14,85 |
| 13 | 4,467 | 3,467 | 5,467 | 8,934 | 19,95 | 18,95 |
| 14 | 5,012 | 4,012 | 6,012 | 10,02 | 25,12 | 24,12 |
| 15 | 5,623 | 4,623 | 6,623 | 11,24 | 31,62 | 30,62 |
| 16 | 6,310 | 5,310 | 7,310 | 12,62 | 39,82 | 38,82 |
| 17 | 7,079 | 6,079 | 8,079 | 14,16 | 50,11 | 49,11 |
| 18 | 7,943 | 6,943 | 8,943 | 15,88 | 63,09 | 62,09 |
| 19 | 8,913 | 7,913 | 9,913 | 17,83 | 79,44 | 78,44 |
| 20 | 10,00 | 9,00 | 11,00 | 20,00 | 100,00 | 99,00 |
| 21 | 11,22 | 10,22 | 12,22 | 22,44 | 125,89 | 124,89 |
| 22 | 12,59 | 11,59 | 13,59 | 25,18 | 158,50 | 157,50 |
| 23 | 14,13 | 13,13 | 15,13 | 28,26 | 199,66 | 198,66 |
| 24 | 15,85 | 14,85 | 16,85 | 31,70 | 251,22 | 250,22 |
| 25 | 17,78 | 16,78 | 18,78 | 35,56 | 316,13 | 315,13 |
| 26 | 19,95 | 18,95 | 20,95 | 39,90 | 398,00 | 397,00 |
| 27 | 22,39 | 21,39 | 23,39 | 44,78 | 501,31 | 500,31 |
| 28 | 25,12 | 24,12 | 26,12 | 50,24 | 631,00 | 630,00 |
| 29 | 28,18 | 27,18 | 29,18 | 56,36 | 794,11 | 793,11 |
| 30 | 31,62 | 30,62 | 32,62 | 63,24 | 999,82 | 998,82 |
| 31 | 35,48 | 34,48 | 36,48 | 70,96 | 1.259 | 1.258 |
| 32 | 39,81 | 38,81 | 40,81 | 79,62 | 1.585 | 1.584 |
| 33 | 44,67 | 43,67 | 45,67 | 89,34 | 1.995 | 1.994 |
| 34 | 50,12 | 49,12 | 51,12 | 100,24 | 2.512 | 2.511 |
| 35 | 56,23 | 55,23 | 57,23 | 112,46 | 3.162 | 3.161 |
| 36 | 63,10 | 62,10 | 64,10 | 126,20 | 3.982 | 3.981 |
| 37 | 70,79 | 69,79 | 71,79 | 141,58 | 5.011 | 5.010 |
| 38 | 79,43 | 78,43 | 80,43 | 158,86 | 6.309 | 6.308 |
| 39 | 89,13 | 88,13 | 90,13 | 178,26 | 7.944 | 7.943 |
| 40 | 100,00 | 99,00 | 101,00 | 200,00 | 10.000 | 9.999 |

**Attenuaz. tensione** = in questa colonna viene riportato il valore dell'attenuazione in tensione in rapporto ai **dB** riportati nella prima colonna, chiamata **Attenuaz. dB**.

Per conoscere di quante volte viene **attenuata** una tensione RF applicata sull'ingresso di un'attenuatore resistivo, si devono **dividere** i volt applicati sull'ingresso per il numero che trovate in questa colonna.

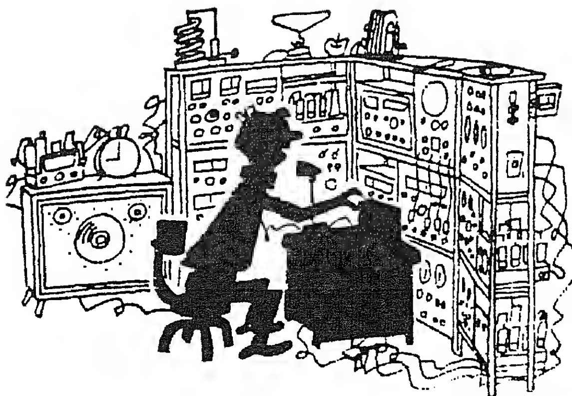
**Colonna A = attenuazione in tensione - 1.**

**Colonna B = attenuazione in tensione + 1.**

**Colonna C = attenuazione in tensione × 2.**

**Colonna D = attenuazione in tensione ^2**

**Colonna E = valore della colonna D - 1.**



# filtri Passa/Basso filtri Passa/Alto filtri Passa/Banda per RADIOFREQUENZA

**FILTRO PASSA/BASSO a Pi-GRECO**

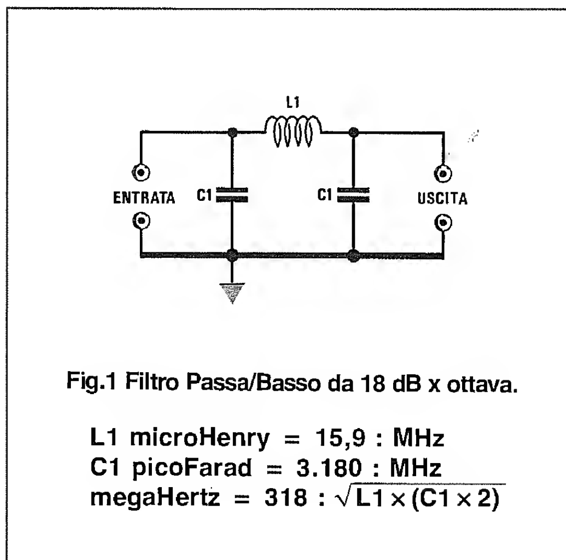



**Fig.1 Filtro Passa/Basso da 18 dB x ottava.**

**L1 microHenry = 15,9 : MHz**
**C1 picoFarad = 3.180 : MHz**
**megaHertz = 318 : $\sqrt{L1 \times (C1 \times 2)}$**

Il filtro **Passa/Basso** viene impiegato quando si desidera lasciar passare tutte le frequenze **più basse** rispetto alla **frequenza di taglio**, escludendo così tutte le frequenze superiori (vedi fig.2).

Per il calcolo di questi filtri si dovrà scegliere come **frequenza di taglio** quella che si desidera avere come limite **superiore**.

Tenete sempre presente che fissando bobina e condensatore su un circuito stampato, le piste in rame, aggiungendo delle **capacità parassite**, sposteranno leggermente la frequenza di taglio verso un valore **inferiore**.

**Esempio** = Supponiamo di avere un trasmettitore sulla gamma di **21 MHz** che irradia, oltre alla frequenza fondamentale, anche un'infinità di **armoniche** a **42-63-84-105 MHz** che sarebbe consigliabile eliminare con un filtro **Passa/Basso** a **Pi-Greco.**

Il filtro andrà applicato, come visibile in fig.4, tra l'uscita del trasmettitore e l'ingresso dell'antenna.

Per calcolare il valore di **L1** vi consigliamo di impiegare una frequenza superiore ai **21 MHz**, richiesti per evitare che le **capacità parassite** di un eventuale circuito stampato non abbassino troppo la frequenza di **taglio**.

Se prenderete come valore **22 MHz**, il valore della bobina **L1** dovrà risultare di:

**15,9 : 22 = 0,72 microHenry**

La capacità dei condensatori da applicare alle estremità di questa bobina dovrà risultare di:

**3.180 : 22 = 144,5 picoFarad**



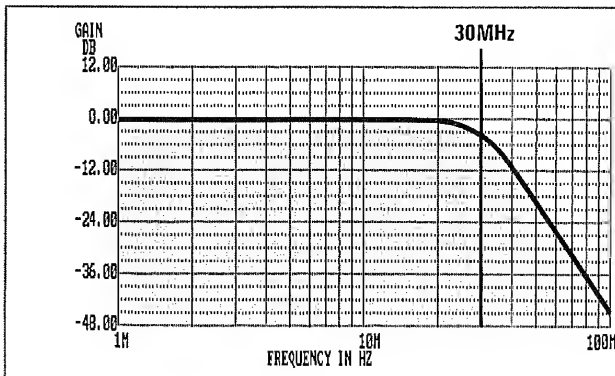



**Fig.2 I filtri Passa/Basso vengono utilizzati per attenuare tutte le frequenze superiori a quella di taglio. Pertanto se calcolate un filtro Passa/Basso per i 30 MHz, sulla sua uscita ritroverete tutte le frequenze da 0 fino a 30 MHz senza alcuna attenuazione, mentre ogni "ottava" superiore subirà un'attenuazione di 18 dB x ottava.**

Poichè non troverete nei valori standard delle capacità un condensatore da **144,5 pF**, potrete collegare in parallelo un condensatore da **100 pF** ed uno da **47 pF**, in modo da ottenere una capacità totale di **147 pF**.

Ammesso che la bobina risulti di **0,70 microHenry** e che in parallelo sia applicata una capacità di **147 pF**, potrete controllare su quale frequenza **taglierà** questo filtro utilizzando la formula sopra riportata:

$$318 : \sqrt{0{,}70 \times (147 \times 2)} = 22{,}16 \text{ MHz}$$

**Esempio** = Vi trovate in prossimità di un'emittente di una radio privata in FM che disturba il nostro ricevitore per onde corte e desiderate applicare sull'ingresso del ricevitore un filtro **Passa/Basso** che elimini tutte le frequenze superiori agli **85 MHz.**

La prima operazione che dovrete effettuare per calcolare questo **filtro** sarà quella di ricercare il valore dell'**induttanza** utilizzando le formule di fig.1:

**15,9 : 85 = 0,187 microHenry**

A questo punto potrete ricercare la capacità del **condensatore**:

**3.180 : 85 = 37,41 picoFarad**

Per questo filtro potrete usare come induttanza anche delle **minuscole** impedenze di RF, ma poichè nei valori standard non troverete mai un valore di **0,187 microHenry**, sempre che non lo ricaviate appositamente, potrete impiegare un valore di **0,2 microHenry**.

Per il condensatore potrete prendere un valore standard di **33 pF** perchè qualche capacità parassita risulterà presente in qualsiasi montaggio. Disponendo di questi due diversi valori di induttanza e capacità, potrete controllare la frequenza sulla quale inizia a tagliare questo filtro:

$$318 : \sqrt{0{,}2 \times (33 \times 2)} = 87{,}53 \text{ MHz}$$

Volendo abbassare la frequenza di **taglio** potrete usare un condensatore di capacità superiore, per esempio da **39 pF**, e così facendo otterrete:

$$318 : \sqrt{0{,}2 \times (39 \times 2)} = 80{,}52 \text{ MHz}$$

Se un solo filtro non riuscisse ad attenuare sufficientemente i segnali di tale emittente, potrete collegarne due in **serie**, come visibile in fig.11.

In questo modo otterrete un'attenuazione di **36 dB x ottava**.

## FILTRO PASSA/BASSO A T

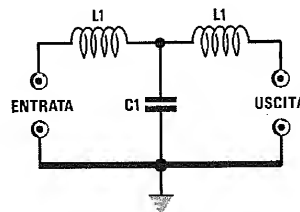



**Fig.3 Filtro Passa/Basso da 18 dB x ottava.**

**L1 microHenry = 7,95 : MHz**
**C1 picoFarad = 6.360 : MHz**
**megaHertz = 318 :** $\sqrt{C1 \times (L1 \times 2)}$

Per quanto riguarda il fattore di attenuazione non esiste alcuna differenza tra questo filtro, visibile in fig.3, e quello a Pi-Greco visibile in fig.1.

Utilizzare l'uno o l'altro è solo una questione di "preferenza", anche se nel filtro a **T** occorre una **minore** induttanza e una **maggiore** capacità.

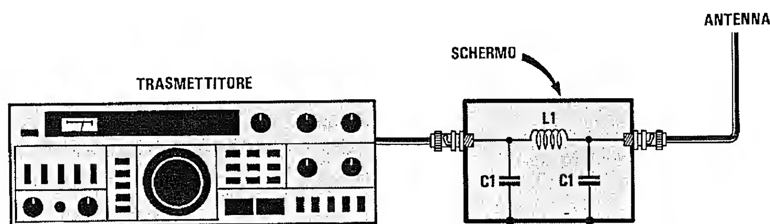



**Fig.4 Un filtro Passa/Basso applicato sull'uscita di un trasmettitore eviterà di irradiare nello spazio le armoniche superiori.**

## FILTRO PASSA/ALTO A PI-GRECO

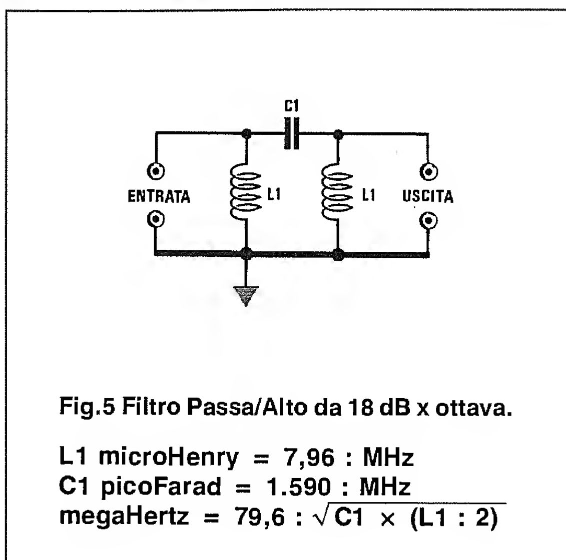



**Fig.5 Filtro Passa/Alto da 18 dB x ottava.**

**L1 microHenry = 7,96 : MHz**
**C1 picoFarad = 1.590 : MHz**
**megaHertz = 79,6 : $\sqrt{C1 \times (L1 : 2)}$**

Il filtro **Passa/Alto** viene impiegato quando è necessario filtrare tutte le frequenze **più alte** rispetto alla **frequenza di taglio**, escludendo così tutte le frequenze inferiori (vedi fig.6).

Per il calcolo di questo filtro si dovrà scegliere come **frequenza di taglio** quella che si desidera avere come limite **inferiore**.

Tenete sempre presente che fissando bobina e condensatore su un circuito stampato, le piste in rame, aggiungendo delle **capacità parassite**, sposteranno leggermente la frequenza di taglio verso un valore **inferiore**.

**Esempio** = Volendo realizzare un preamplificatore d'antenna a **larga banda** per **139-160 MHz**, desiderate evitare di preamplificare tutte le frequenze sotto i **139 MHz** per non essere disturbati dalle emittenti Aeronautiche.

Come prima operazione dovrete calcolare l'induttanza delle due bobine **L1** usando la formula di fig.5:

**7,96 : 139 = 0,057 microHenry**

Potrete arrotondare senza problemi questo valore a **0,06 microHenry**.

Come seconda operazione calcolerete il valore del condensatore **C1**:

**1.590 : 139 = 11,4 picoFarad**

Poichè la capacità standard più prossima a questo valore è di **12 pF**, si potrà ora calcolare quale sarà la **frequenza di taglio** utilizzando un'impedenza da **0,06 microHenry** e una capacità di **12 pF**:

**79,6 : $\sqrt{12 \times (0,06 : 2)}$ = 132,66 MHz**

Per ottenere una frequenza di taglio superiore ai **132 MHz** non conviene usare un condensatore da **10 picoFarad**, perchè la frequenza di taglio salirebbe sui **145 MHz**.

Piuttosto vi suggeriamo di impiegare una bobina con **una spira** in meno in modo da scendere verso i **0,055 microHenry**.

**79,6 : $\sqrt{12 \times (0,055 : 2)}$ = 138,57 MHz**

Con questo secondo valore vi avvicinerete di molto alla frequenza di taglio a voi necessaria che avevamo prefissato sui **139 MHz**.

Come avrete notato, quando si agisce su frequenze molto elevate sono sufficienti piccole differenze nei valori del condensatore (**1 picoFarad**) e dell'induttanza (**0,05 microHenry**) per ottenere notevoli salti di frequenza.



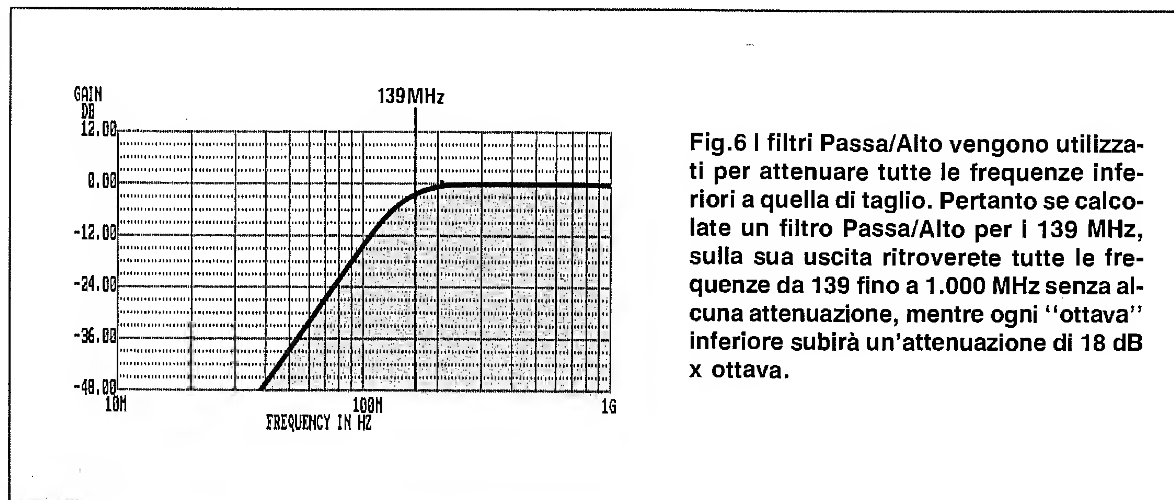



**Fig.6 I filtri Passa/Alto vengono utilizzati per attenuare tutte le frequenze inferiori a quella di taglio. Pertanto se calcolate un filtro Passa/Alto per i 139 MHz, sulla sua uscita ritroverete tutte le frequenze da 139 fino a 1.000 MHz senza alcuna attenuazione, mentre ogni "ottava" inferiore subirà un'attenuazione di 18 dB x ottava.**

**Esempio** = Avendo realizzato uno stadio duplicatore di frequenza da **36** a **72 MHz**, ritrovate sull'uscita, oltre alla frequenza **duplicata**, anche la fondamentale dei **36 MHz**, che desiderate eliminare perchè vi disturba.

Come prima operazione dovrete calcolare il valore delle induttanze **L1** utilizzando la formula di fig.5:

**7,96 : 36 = 0,221 microHenry**

Si potranno impiegare con tranquillità bobine da **0,22 microHenry**.

La seconda operazione consiste nel ricercare il valore di **C1**:

**1.590 : 36 = 44,16 picoFarad**

Poichè un condensatore con questa capacità non esiste, potrete collegare in parallelo due condensatori da **22 pF** ottenendo così **44 picoFarad**.

Avendo usato **0,22 microHenry** e **44 picoFarad** potete controllare su quale frequenza di **taglio** risulterà accordato questo filtro con la formula:

$$79{,}6 : \sqrt{44 \times (0{,}22 : 2)} = 36{,}18 \text{ MHz}$$

Se le piste di un eventuale circuito stampato introducessero una capacità parassita di **4 pF** otterreste una frequenza di **taglio** di:

$$79{,}6 : \sqrt{48 \times (0{,}22 : 2)} = 34{,}64 \text{ MHz}$$

Per alzare la frequenza di taglio si può ridurre l'induttanza della bobina oppure la capacità dei due condensatori.In questo caso potrete collegare in parallelo due condensatori da **18 pF**.

Se volete aumentare l'attenuazione dei **dB x ottava** da **18 dB** a **36 dB**, dovreste collegare in serie due identici filtri (vedi fig.15).

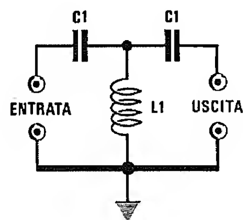



**Fig.7 Filtro Passa/Alto da 18 dB x ottava.**

**L1 microHenry = 3,98 : MHz**
**C1 picoFarad = 3.180 : MHz**
**megaHertz =** $79{,}6 : \sqrt{L1 \times (C1 : 2)}$

## FILTRO PASSA/ALTO A T

Anche tra il filtro Passa/Alto a Pi-Greco di fig.5 e il filtro Passa/Alto a **T** (vedi fig.7) non esiste alcuna differenza per quanto riguarda il fattore di attenuazione.

L'unica differenza che possiamo riscontrare consiste nel fatto che il filtro a **T** richiede una **minore** induttanza e una **maggiore** capacità.

**Esempio** = Desiderate realizzare con la configurazione a **T** un filtro che tagli a **139 MHz**.

La prima operazione da compiere consisterà nel ricercare il valore di **L1** con le formule di fig.7:

**3,98 : 139 = 0,0286 microHenry**

valore che potrete arrotondare a **0,03 microHenry**.

Come seconda operazione calcolerete il valore in **picoFarad** del condensatore **C1**:

**3.180 : 139 = 22,87 picoFarad**

valore che potrete arrotondare a **22 pF**.

Con questi due valori potrete ora controllare la reale frequenza di **taglio**:

$$79{,}6 : \sqrt{0{,}03 \times (22 : 2)} = 138{,}57 \text{ MHz}$$

**Esempio** = Desiderate verificare quali valori d'induttanza e di capacità sarebbero necessari per avere una frequenza di taglio di **36 MHz** con un filtro **T**.

Come prima operazione dovrete calcolare il valore dell'induttanza **L1** con le formule di fig.7:

**3,98 : 36 = 0,11 microHenry**

A questo punto potrete calcolare il valore della capacità **C1**:

**3.180 : 36 = 88,33 picoFarad**

Se utilizzerete un'impedenza da **0,11 microHenry** e una capacità standard di **82 picoFarad** potrete calcolare la frequenza di **taglio** utilizzando la formula:

$$79{,}6 : \sqrt{0{,}11 \times (82 : 2)} = 37{,}48 \text{ MHz}$$

Anche col filtro a **T** è possibile aumentare l'attenuazione dei **dB x ottava**, collegando due filtri in serie, come visibile in fig.16.

## FILTRO PASSA/BANDA

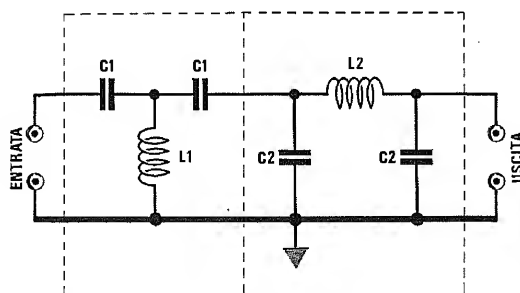



**Fig.8 Filtro Passa/Banda composto da un Passa/Alto a T seguito da un Passa/Basso a Pi-Greco. Qui sotto le formule per calcolare i valori di L/C.**

**L/C per calcolare la frequenza più BASSA**
**L1 microHenry = 3,98 : MHz**
**C1 picoFarad = 3.180 : MHz**

**L/C per calcolare la frequenza più ALTA**
**L2 microHenry = 15,9 : MHz**
**C2 picoFarad = 3.180 : MHz**

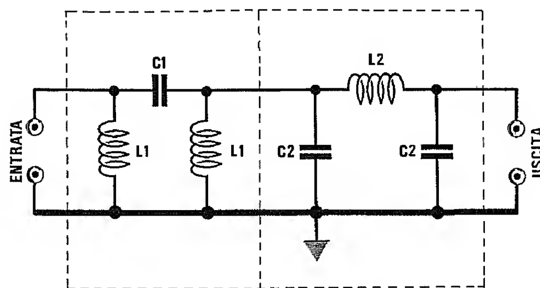



**Fig.9 Filtro Passa/Banda composto da un Passa/Alto e da un Passa/Basso entrambi a Pi-Greco. Qui sotto le formule per calcolare i valori di L/C.**

**L/C per calcolare la frequenza più BASSA**
**L1 microHenry = 7,96 : MHz**
**C1 picoFarad = 1.590 : MHz**

**L/C per calcolare la frequenza più ALTA**
**L2 microHenry = 15,9 : MHz**
**C2 picoFarad = 3.180 : MHz**

Il filtro **Passa/Banda** viene impiegato per lasciar passare solo una ristretta gamma di frequenze (vedi fig.10).

In pratica questo filtro è composto da un filtro **Passa/Alto** seguito da un filtro **Passa/Basso** (vedi figg. 8-9).

Il **primo** filtro **Passa/Alto** andrà calcolato sulla frequenza **più bassa** che si desidera lasciar passare, mentre il **secondo** filtro **Passa/Basso** andrà calcolato sulla frequenza **più alta** oltre la quale le frequenze non devono passare.

**Esempio** = Volete realizzare un filtro **Passa/Banda** in grado di lasciar passare le sole frequenze da **25** a **30 MHz**, utilizzando un filtro **Passa/Alto a T** seguito da un filtro **Passa/Basso a Pi-Greco** (vedi fig.8).

Come prima operazione dovrete calcolare quale induttanza e quale capacità risultino necessarie per il filtro **Passa/Alto a T**, utilizzato per la frequenza più bassa, cioè **25 MHz**.

**L1 microHenry = 3,98 : MHz**
**C1 picoFarad = 3.180 : MHz**

Inserendo nelle formule i valori in vostro possesso otterrete:

**3,98 : 25 = 0,159 microHenry**
**3.180 : 25 = 127 picoFarad**

Calcolerete quindi quale induttanza e capacità sono necessarie per il filtro **Passa/Basso a Pi-Greco**, che dovrete valutare sulla frequenza più alta, cioè **30 MHz**.

**L2 microHenry = 15,9 : MHz**
**C2 picoFarad = 3.180 : MHz**

Inserendo nelle formule la frequenza di taglio più alta otterrete:

**15,9 : 30 = 0,53 microHenry**
**3.180 : 30 = 106 picoFarad**

Il filtro **Passa/Alto** lascerà passare tutte le frequenze **superiori a 25 MHz**.

Il filtro **Passa/Basso** lascerà passare tutte le frequenze **inferiori a 30 MHz**.

**Nota** = Non calcolate mai i filtri Passa-Banda per una larghezza di banda di pochi megaHertz, perchè se la gamma è **troppo stretta i** filtri attenueranno anche le frequenze della banda che si desidera ricevere.

Vi consigliamo perciò di calcolarli per una gamma più ampia, ad esempio da **20 MHz** a **35 MHz** anzichè da **25** a **30 MHz**.

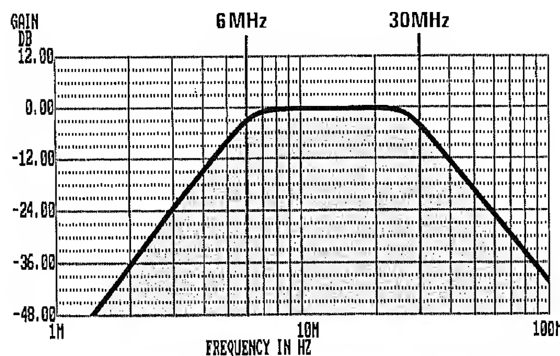



**Fig.10 I filtri Passa/Banda vengono utilizzati per attenuare tutte le frequenze inferiori alla frequenza di taglio calcolata con i valori di L2/C2 e tutte le frequenze superiori alla frequenza di taglio calcolata con i valori di L1/C1. Nel grafico un filtro Passa/Banda calcolato per lasciar passare tutte le frequenze comprese tra 6 e 20 MHz.**

Per il filtro Passa/Alto potrete anche usare la configurazione a **Pi-Greco** come visibile in fig.9, anziché quella a **T** visibile in fig.8.

Ovviamente per calcolare il filtro Passa/Alto a Pi-Greco dovrete usare le formule riportate in fig.9.

## FATTORE DI ATTENUAZIONE

Una sola cella di filtro Passa/Basso o Passa/Alto **attenua** ogni **ottava** di circa **18 dB**, vale a dire di **7,94 volte in tensione** e di **63,10 volte in potenza** (vedi Tabella N.1).

**Nota** = In tutti i manuali viene precisato che questi filtri attenuano **24 dB x ottava**, ma in pratica la loro attenuazione non è mai superiore ai **20 dB**.

**TABELLA N.1 ATTENUAZIONE**

| dB | Volt tensione | Watt potenza |
|---|---|---|
| 5 | 1,78 | 3,16 |
| 10 | 3,16 | 10,00 |
| 15 | 5,62 | 31,62 |
| 18 | 7,94 | 63,10 |
| 20 | 10,00 | 100 |
| 24 | 15,85 | 251 |
| 25 | 17,78 | 316 |
| 30 | 31,62 | 1.000 |
| 35 | 56,23 | 3.162 |
| 36 | 63,10 | 3.981 |
| 40 | 100 | 10.000 |
| 42 | 125 | 15.850 |
| 45 | 178 | 31.623 |
| 48 | 251 | 63.100 |
| 50 | 316 | 100.000 |
| 54 | 501 | 251.200 |
| 55 | 562 | 316.228 |

## LE OTTAVE

Le **ottave** sono i **multipli** e i **sottomultipli** della frequenza fondamentale.

Per i filtri **Passa/Alto** l'attenuazione si riferisce sempre alle **ottave inferiori**.

Per i filtri **Passa/Basso** l'attenuazione si riferisce sempre alle **ottave superiori**.

Se avete realizzato un filtro **Passa/Alto** per una frequenza di taglio a **40 MHz**, le ottave inferiori a tale frequenza saranno:

**fondamentale 40 MHz**

**1° ottava 40 : 2 = 20 MHz**
**2° ottava 40 : 4 = 10 MHz**

Se avete realizzato un filtro **Passa/Basso** per una frequenza di taglio a **40 MHz**, le ottave superiori a tale frequenza saranno:

**fondamentale 40 MHz**

**1° ottava 40 x 2 = 80 MHz**
**2° ottava 40 x 4 = 160 MHz**

**Esempio** = Avete realizzato un trasmettitore per la gamma dei **72 MHz** da **10 watt** e vorreste eliminare l'armonica dei **144 MHz** che esce con una potenza di **1,5 watt.**

Ammesso che il filtro **Passa/Basso** inserito attenui **18 dB x ottava**, vorreste conoscere di quanto si **attenuerà** l'armonica dei **144 MHz.**

Nella colonna **Watt** della **Tabella N.1** rileverete che **18 dB** corrispondono ad un'attenuazione in **potenza** di **63,10 volte**, pertanto l'armonica dei **144 MHz** uscirà con una potenza di soli:

**1,5 : 63,10 = 0,02 watt**

**Esempio** = Nel vostro **ricevitore** entra il segnale di un'emittente locale in FM che, trasmettendo sui **103 MHz** vi disturba.

Ammesso che il segnale che entra tramite l'antenna risulti di **4 milliVolt**, vorreste conoscere di quanto si attenuerà questo segnale applicando un filtro **Passa/Banda** calcolato per **100-105 MHz** che attenui il segnale di circa **18 dB**.

Nella colonna **Volt** della **Tabella N.1**, noterete che **18 dB** corrispondono ad un'attenuazione in **tensione** di **7,94 volte**, pertanto questo segnale entrerà nel ricevitore con soli:

**4 : 7,94 = 0,5 milliVolt**

Se userete **due celle** otterrete un filtro da **36 dB**, che corrispondono ad un'attenuazione in **tensione** di **63,10 volte**. Pertanto questo segnale si ridurrà a soli:

**4 : 63,10 = 0,063 milliVolt**

## PER AUMENTARE L'ATTENUAZIONE

Sappiamo che la cella di un filtro **Passa/Basso**, **Passa/Alto** o **Passa/Banda** attenua un segnale di circa **18 dB x ottava.**

Collegando in **serie** due o tre celle aumenteranno i **dB** di attenuazione come qui sotto riportato:

**2 celle = 36 dB**
**3 celle = 54 dB**

Se volete utilizzare più celle vi consigliamo di inserirle entro un contenitore metallico, avendo l'accortezza di tenerle separate una dall'altra per mezzo di uno **schermo metallico** (vedi fig.11) per evitare che il segnale di RF possa passare, per via induttiva o capacitiva, dall'**ingresso** del primo filtro fino all'**uscita** dell'ultimo filtro.

## IMPEDENZA FILTRI

Tutte le formule riportate in questo articolo possono essere utilizzate per qualsiasi impedenza d'ingresso e di uscita compresa tra un minimo di **50 ohm** ed un massimo di **75 ohm.**

L'impedenza di **50-52 ohm** è quella che normalmente viene usata in tutte le apparecchiature radioamatoriali, siano esse riceventi o trasmittenti.

L'impedenza di **75 ohm** è quella che viene normalmente utilizzata in televisione.

Non usate queste formule per calcolare la **L/C** per i filtri di Bassa Frequenza.

## NOTA IMPORTANTE

Se realizzate questi filtri per applicarli sugli ingressi di un apparato solo **ricevente** o di un **generatore RF** di bassa potenza, potete tranquillamente utilizzare delle minuscole impedenze JAF, che sono facilmente reperibili da un minimo di **0,2 microHenry** fino ad un massimo di **10 milliHenry**.

Se applicherete questi filtri sull'uscita di un **ricetrasmettitore** per eliminare delle armoniche, dovrete necessariamente avvolgere le bobine in **aria** oppure su **nuclei toroidali** utilizzando del filo di rame dal diametro di **1 mm** o anche di **2 mm** se il trasmettitore è di potenza.

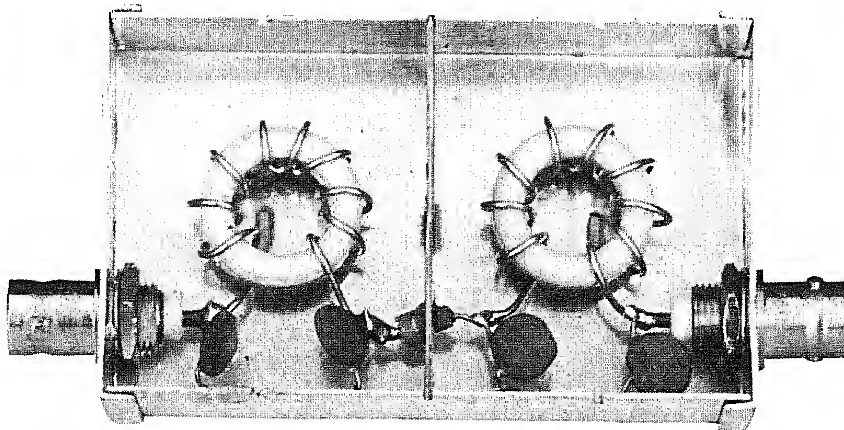


**Fig.11 Per aumentare i dB di attenuazione x ottava potrete collegare in serie due o tre identiche celle. Per evitare che la RF possa passare dall'ingresso all'uscita senza attraversare i due filtri, conviene racchiudere il tutto dentro un contenitore metallico e separare le singole celle con uno schermo metallico. Nella foto due filtri Passa/Basso con le bobine avvolte su due identici nuclei toroidali.**

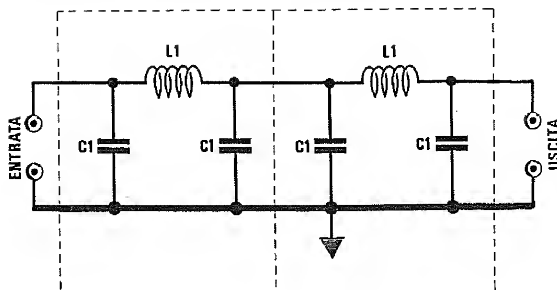



**Fig.12 Filtro Passa/Basso a Pi-Greco composto da due celle in grado di attenuare un segnale di 36 dB x ottava. Il filtro andrà racchiuso dentro un contenitore metallico tenendo le due celle separate da uno schermo. Per calcolare questo filtro usate le formule di fig.1.**

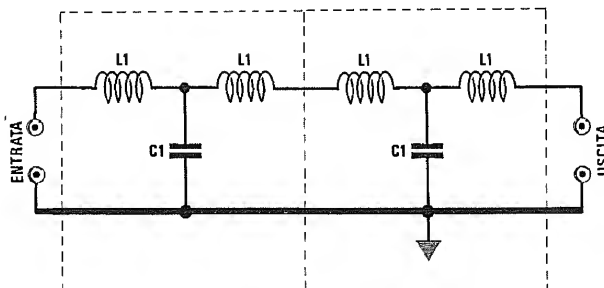



**Fig.13 Filtro Passa/Basso a T composto da due celle in grado di attenuare un segnale di 36 dB x ottava. Per calcolare questo filtro usate le formule riportate in fig.3.**

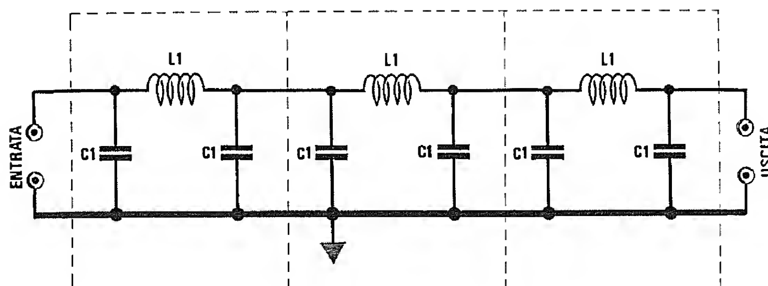



**Fig.14 Utilizzando tre celle otterrete un filtro Passa/Basso in grado di attenuare un segnale di 54 dB x ottava.**

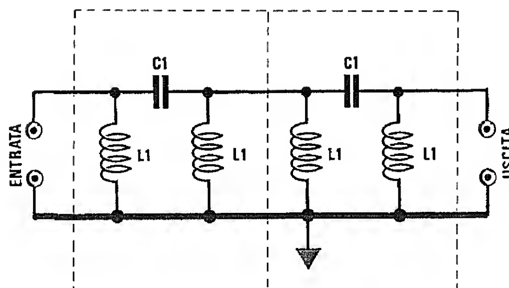



**Fig.15 Filtro Passa/Alto a Pi-Greco composto da due celle in grado di attenuare un segnale di 36 dB x ottava. Per calcolare questo filtro usate le formule riportate in fig.5.**

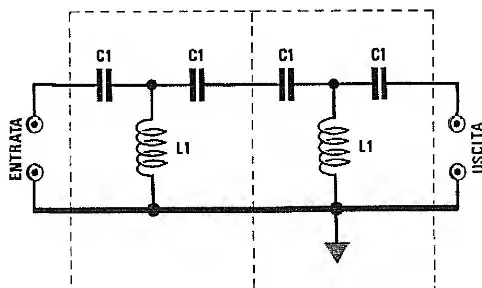
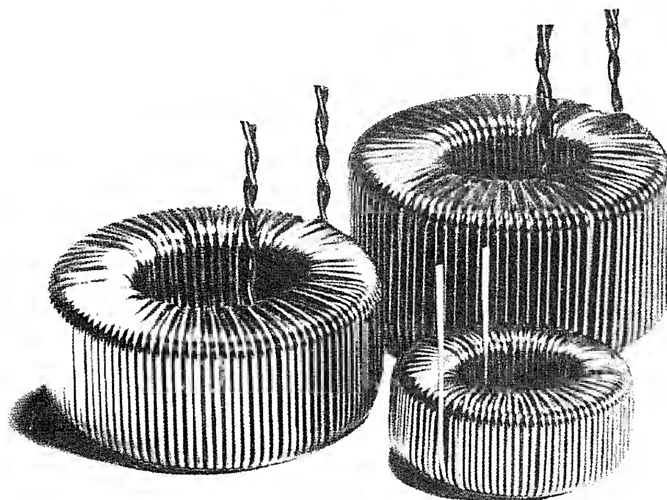



**Fig.16 Filtro Passa/Alto a T composto da due celle in grado di attenuare un segnale di 36 dB x ottava. Per calcolare questo filtro usate le formule di fig.7.**

# NUCLEI TOROIDALI per ALTA FREQUENZA



I nuclei toroidali tipo Amidon vengono utilizzati in molti circuiti ad Alta Frequenza per le seguenti ragioni:

**1°** = Con questi nuclei si ottengono delle induttanze con un elevato **Q** anche effettuando dei circuiti a larga banda.

**2°** = I nuclei toroidali presentano il vantaggio di avere un campo magnetico **chiuso su se stesso** e per questo motivo non irradiano segnali di RF anche se non vengono racchiusi in uno schermo metallico.

**3°** = Un nucleo toroidale costruito per una determinata banda di frequenza è utilizzabile anche per una banda di frequenza **10 volte maggiore**, pertanto possiamo usare un nucleo consigliato per una frequenza massima di **50 MHz** fino a **500 MHz**.

**4°** = Conoscendo il numero esatto delle spire avvolte sul nucleo possiamo calcolare, con le formule riportate in questo articolo, l'esatto valore d'**induttanza** in **microHenry**.

La sigla di identificazione di un nucleo toroidale è formata da una lettera seguita da due numeri separati da una linea obliqua, ad esempio **T44/3 - T68/10 - T80/0**.

Come avrete però notato, sopra questi nuclei non è mai stampigliata la **sigla** di identificazione e quindi per riconoscerli occorre fare riferimento alle loro **dimensioni** e ai loro **colori**.

Per questo motivo abbiamo preparato delle tabelle tramite le quali potrete risalire dalle caratteristiche esterne dei nuclei toroidali alle loro sigle.

La lettera **T** indica semplicemente **toroide**.

Il numero che appare dopo la **T**, esempio T44 - T50 - T80, indica il diametro esterno in **decimi di pollice**.

Per comodità abbiamo riportato nella **Tabella N.1** le misure corrispondenti espresse in **millimetri**.

Il numero riportato dopo il diametro, esempio T44/**6** - T50/**10** - T80/**2**, indica la permeabilità magnetica.

Nella **Tabella N.2** abbiamo riportato i **colori** assegnati alle varie **miscele** e la gamma di frequenza alla quale sarebbe consigliabile impiegare i toroidi.

Il **primo** colore ricopre quasi sempre **3 lati** del perimetro, mentre il **secondo** colore ricopre la superficie di un solo **1 solo lato**.

Nella maggior parte dei nuclei il secondo colore corrisponde al **grigio** più o meno scuro della polvere ferromagnetica con cui sono costruiti i toroidi.

Per questo motivo non è stato segnalato nella **Tabella N.2** (colonna 2° colore), dove al suo posto troverete una lineetta.

**TABELLA N.1 - DIMENSIONI DEL NUCLEO**

| Sigla | Diametro esterno | Altezza |
|---|---|---|
| T.30 | 7,8 mm | 3,2 mm |
| T.37 | 9,5 mm | 3,2 mm |
| T.44 | 11,2 mm | 4,0 mm |
| T.50 | 12,7 mm | 4,8 mm |
| T.60 | 15,2 mm | 5,9 mm |
| T.68 | 17,5 mm | 4,8 mm |
| T.80 | 20,0 mm | 6,3 mm |
| T.94 | 23,9 mm | 7,9 mm |
| T.106 | 26,9 mm | 11,0 mm |
| T.130 | 33,0 mm | 11,0 mm |
| T.157 | 39,9 mm | 14,5 mm |
| T.184 | 46,7 mm | 18,0 mm |
| T.200 | 50,8 mm | 14,0 mm |
| T.200A | 51,0 mm | 25,0 mm |
| T.225 | 57,2 mm | 14,0 mm |
| T.225A | 57,2 mm | 25,0 mm |
| T.300 | 77,2 mm | 12,7 mm |

**TABELLA N.2 - CODICE COLORE**

| Misc. | 1° Colore | 2° Colore | Frequenza |
|---|---|---|---|
| 0 | MARRONE | — | 50 - 300 MHz |
| 1 | BLU | — | 0,5 - 50 MHz |
| 2 | ROSSO | — | 1 - 30 MHz |
| 3 | GRIGIO | — | 0,03 - 1 MHz |
| 6 | GIALLO | — | 2 - 50 MHz |
| 7 | BIANCO | — | 1 - 20 MHz |
| 10 | NERO | — | 10 - 100 MHz |
| 12 | VERDE | BIANCO | 20 - 200 MHz |
| 15 | ROSSO | BIANCO | 0,1 - 3 MHz |
| 17 | BLU | GIALLO | 20 - 200 MHz |
| 22 | VERDE | ARANCIO | 20 - 200 MHz |

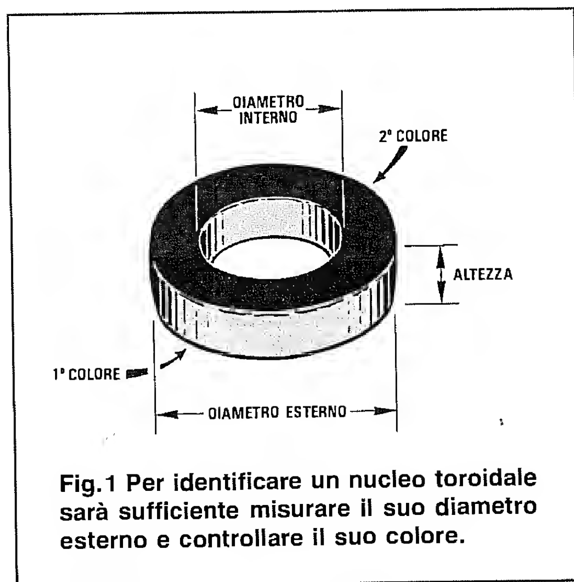



**Fig.1 Per identificare un nucleo toroidale sarà sufficiente misurare il suo diametro esterno e controllare il suo colore.**

## CALCOLARE il NUMERO delle SPIRE

La formula che vi permetterà di calcolare il numero delle **spire** da avvolgere attorno ad un nucleo per ottenere una bobina con un predeterminato valore in **microHenry** è la seguente:

$$\text{Spire} = 100 \times \sqrt{\text{microH} : L}$$

Il valore di **L** si preleverà dalla **Tabella N.3**, controllando nella 1ª colonna il tipo di nucleo, cioè **T37 - T44 - T50** ecc. e nella riga orizzontale posta in alto la sua permeabilità, cioè **/0 - /1 - /2** ecc.

**Esempio** = Disponiamo di un nucleo **T68/12** e vogliamo conoscere quante spire occorre avvolgere per ottenere un'induttanza di **4,2 microHenry**.

La prima operazione da effettuare sarà ricercare nella colonna verticale della **Tabella N.3** il nucleo **T68**, poi proseguendo in orizzontale fermarsi nella colonna indicata **/12.**

In questo riquadro troveremo il numero **21** che ci permetterà di ricavare il numero delle spire:

$$100 \times \sqrt{4{,}2 : 21} = 44{,}7 \text{ spire}$$

numero che potremo arrotondare a **45.**

A questo punto si sceglierà un filo di rame **smaltato** di diametro adeguato per poter avvolgere all'interno del nucleo il numero di spire richiesto.

Nella **Tabella N. 4** abbiamo indicato il numero massimo di spire che si possono avvolgere in funzione del diametro del filo.

È possibile avvolgere le spire anche su **due** strati del nucleo.

**TABELLA N.3 - VALORE di "L"**

| NUCLEO | 0 | 1 | 2 | 3 | 6 | 7 | 10 | 12 | 15 | 17 |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| T.37 | 4,9 | 80 | 40 | 120 | 30 | 32 | 25 | 15 | 90 | 15 |
| T.44 | 6,5 | 105 | 52 | 180 | 42 | 46 | 33 | 19 | 160 | 19 |
| T.50 | 6,4 | 100 | 49 | 175 | 40 | 43 | 31 | 18 | 135 | 18 |
| T.60 | -- | -- | 65 | -- | 55 | -- | -- | -- | -- | -- |
| T.68 | 7,5 | 115 | 57 | 195 | 47 | 52 | 32 | 21 | 180 | -- |
| T.68 | 7,5 | 115 | 57 | 195 | 47 | 52 | 32 | 21 | 180 | -- |
| T.80 | 8,5 | 115 | 55 | 180 | 45 | 50 | 32 | 22 | 170 | -- |
| T.94 | 10,6 | 160 | 84 | 248 | 70 | -- | 58 | -- | 200 | -- |
| T.106 | 19 | 325 | 135 | 450 | 116 | 133 | -- | -- | 345 | -- |
| T.130 | 15 | 200 | 110 | 350 | 96 | 103 | -- | -- | 250 | -- |
| T.157 | -- | 320 | 140 | 420 | 115 | -- | -- | -- | 360 | -- |
| T.184 | -- | 500 | 240 | 720 | 195 | -- | -- | -- | -- | -- |
| T.200 | -- | 250 | 120 | 425 | 100 | 105 | -- | -- | -- | -- |
| T.200A | -- | 250 | 120 | 425 | 100 | 105 | -- | -- | -- | -- |
| T.225 | -- | -- | 120 | 425 | 100 | -- | -- | -- | -- | -- |
| T.225A | -- | -- | 120 | 425 | 100 | -- | -- | -- | -- | -- |
| T.300 | -- | -- | 114 | -- | -- | -- | -- | -- | -- | -- |

**TABELLA N.4 - NUMERO MASSIMO di SPIRE inseribili in funzione del DIAMETRO del filo**

| filo mm. | T.37 | T.44 | T.50 | T.60 | T.68 | T.80 | T.94 | T.106 | T.130 | T.200 | T.300 |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| 0,18 | 87 | 97 | 131 | 145 | 162 | 219 | 245 | 250 | 348 | 560 | 870 |
| 0,20 | 65 | 75 | 103 | 114 | 127 | 170 | 195 | 198 | 275 | 440 | 685 |
| 0,25 | 53 | 60 | 80 | 89 | 100 | 136 | 155 | 158 | 220 | 355 | 550 |
| 0,30 | 40 | 45 | 63 | 69 | 79 | 105 | 122 | 125 | 170 | 280 | 435 |
| 0,40 | 30 | 35 | 49 | 54 | 61 | 84 | 96 | 98 | 135 | 220 | 345 |
| 0,50 | 22 | 26 | 38 | 41 | 47 | 66 | 75 | 77 | 108 | 175 | 275 |
| 0,60 | 17 | 20 | 28 | 31 | 36 | 52 | 58 | 60 | 85 | 140 | 217 |
| 0,80 | 12 | 15 | 22 | 23 | 28 | 39 | 45 | 46 | 66 | 108 | 170 |
| 1,0 | 9 | 10 | 16 | 17 | 21 | 30 | 35 | 36 | 51 | 86 | 135 |
| 1,3 | 6 | 7 | 11 | 12 | 15 | 23 | 27 | 28 | 40 | 68 | 108 |
| 1,6 | 5 | 6 | 8 | 8 | 11 | 17 | 20 | 20 | 30 | 52 | 85 |
| 2,0 | 3 | 5 | 6 | 6 | 9 | 12 | 14 | 15 | 23 | 41 | 66 |

## CALCOLARE L'INDUTTANZA

Conoscendo il numero di spire avvolte su un nucleo toroidale è possibile calcolare il reale valore d'induttanza in **microHenry** utilizzando questa formula:

**microH = (spire x spire x L) : 10.000**

La prima operazione che dovremo effettuare sarà quella di **identificare** il tipo di nucleo e la sua permeabilità controllando il suo **diametro** (vedi Tabella N.1) e i suoi **colori** (vedi Tabella N.2).

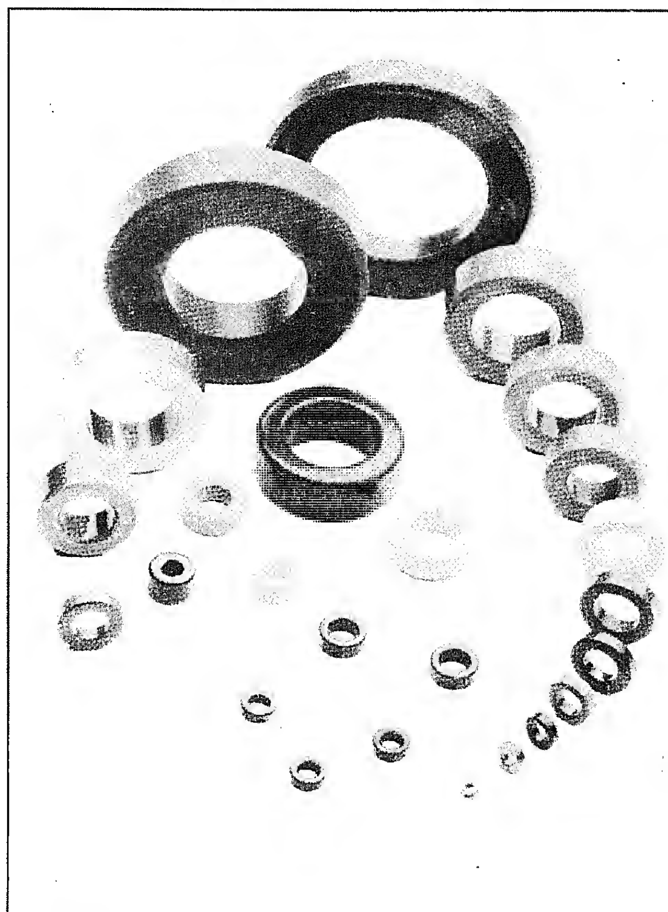
**Esempio** = Abbiamo un nucleo **Verde-Bianco** del diametro di **12,7 mm** con avvolte **16 spire** e vorremmo conoscere il suo esatto valore in **microHenry**.

Esaminando la **Tabella N.1** scopriremo che un nucleo di **12,7 mm** corrisponde alla sigla **T50**, mentre dalla **Tabella N.2** apprenderemo che la combinazione dei colori **Verde - Bianco** corrisponde a **/12**.

Identificato il nostro nucleo toroidale come un **T50/12** cercheremo nella **Tabella N.3** il valore di **L**, che per il nucleo **T50/12** corrisponde ad un valore di permeabilità magnetica uguale a **18**.

Con questo dato possiamo calcolare il valore dell'induttanza che risulterà:

**(16 x 16 x 18) : 10.000 = 0,46 microHenry**



## CALCOLO FREQUENZA SINTONIA

Se applichiamo in parallelo ad una delle bobine un condensatore di **capacità** conosciuta, possiamo sapere su quale frequenza questo circuito **L/C** si sintonizzerà, utilizzando la formula:

$$\text{MHz} = 159 : \sqrt{\text{microH x pF}}$$

**Esempio** = Se in parallelo all'induttanza da **0,46 microHenry** viene applicato un condensatore da **39 pF** questo circuito si sintonizzerà sulla frequenza di:

$$159 : \sqrt{0{,}46 \text{ x } 39} = 37{,}5 \text{ MHz}$$

**Nota** = Tenete presente che fissando bobina e condensatore su un **circuito stampato** aggiungeremo inevitabilmente delle **capacità parassite** che abbasseranno la frequenza di accordo.

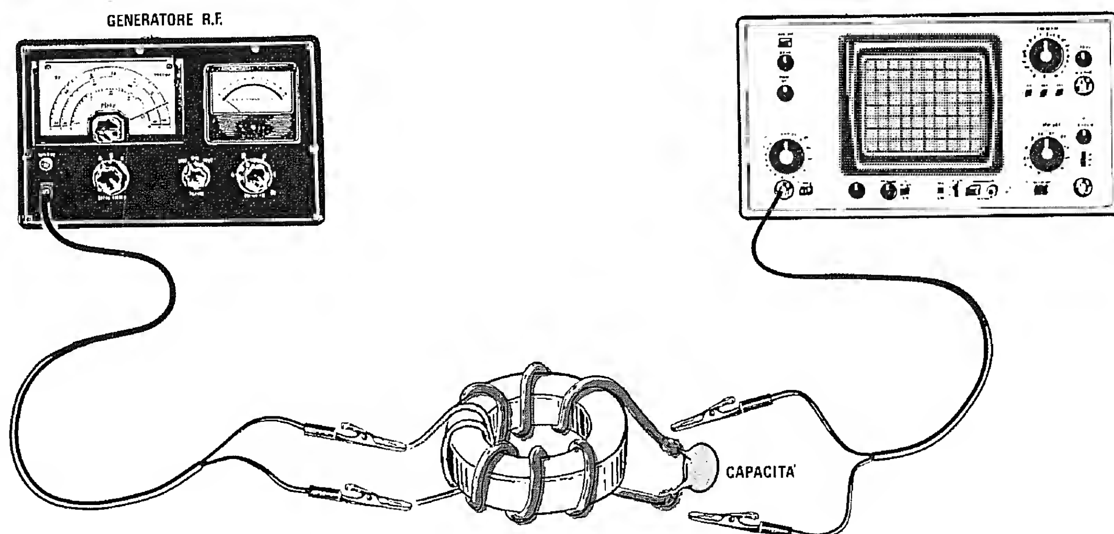



**Fig.2 Per controllare la frequenza di accordo di una bobina toroidale, dovrete applicare alle sue estremità una capacità nota e a questa collegare un oscilloscopio. Sul nucleo avvolgete provvisoriamente 1 spira, utilizzando del filo isolato in plastica, e su questa applicate un segnale di RF che potrete prelevare da un qualsiasi Generatore.**

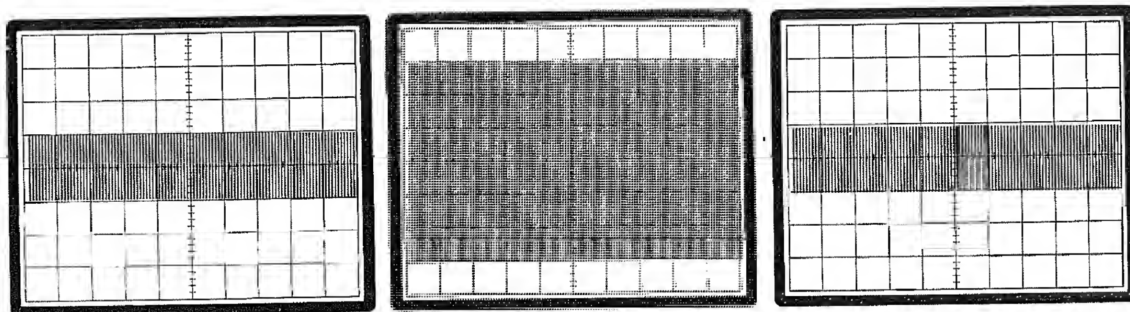


**Fig.3 Ruotando lentamente la sintonia del Generatore di RF cercate su quale frequenza il segnale aumenta d'ampiezza (vedi foto centrale) per poi ridiscendere. La massima ampiezza corrisponde alla frequenza di accordo della bobina con inserita la capacità.**



## CALCOLO CAPACITÀ

Conoscendo il valore in **microHenry** di una bobina possiamo calcolare quale **capacità** applicargli in parallelo, affinchè possa sintonizzarsi su una determinata frequenza, utilizzando la formula:

**pF = 25.330 : (MHz x MHz x microH)**

**Esempio** = Se abbiamo un'induttanza di 0,46 microHenry e vogliamo sintonizzarci sui 37,5 MHz, dovremo applicare in parallelo alla bobina un condensatore da:

**25.330 : (37,5 x 37,5 x 0,46) = 39 pF**

## CALCOLO INDUTTANZA

Conoscendo il valore della **capacità** e della **frequenza** sulla quale desideriamo sintonizzarci, possiamo calcolare il valore dell'induttanza in **microHenry** utilizzando questa formula:

**microH = 25.330 : (MHz x MHz x pF)**

**Esempio** = Disponendo di un condensatore da **39 pF** vogliamo conoscere quale induttanza ci occorrerà per sintonizzarci sui **37,5 MHz**:

**25.330 : (37,5 x 37,5 x 39) = 0,46 microH**

## IL RAPPORTO L/C

Un circuito risonante si può ottenere sia avvolgendo il nucleo con poche spire sia avvolgendolo con molte spire.

A seconda della condizione che adotteremo avremo :

- poche spire **molta capacità** = **basso Q**
- molte spire **poca capacità** = **alto Q**

Come già abbiamo accennato, quando non è richiesto un **Q** elevato, come ad esempio negli **amplificatori a larga banda**, è possibile utilizzare questi nuclei anche su frequenze **10 volte** maggiori rispetto a quella indicata.

Pertanto un nucleo idoneo a lavorare fino ad un massimo di **30 MHz**, può essere utilizzato in un **amplificatore a larga banda** in grado di lavorare fino ad un massimo di **300 MHz**.

## NOTE IMPORTANTI

**1°** = Prima di avvolgere il filo nudo attorno ai nuclei controllate con un ohmetro che la loro superficie risulti totalmente **isolata.**

Normalmente questi nuclei dovrebbero essere isolati da una vernice plasticata, ma per sicurezza è bene verificarlo. Se non fosse isolata usate solo del filo **smaltato.**

**2°** = Le spire da avvolgere sul nucleo debbono ricoprire tutta la superficie circolare, quindi anche se dovete avvolgere solo **4-5 spire** non tenetele affiancate, ma **spaziatele** come visibile in fig.4.

**3°** = Se non spazierete le spire in modo da ricoprire tutta la circonferenza del nucleo, farete **aumentare** il valore in **microHenry** rispetto a quanto calcolato con le formule riportate sopra.

Se l'avvolgimento ricopre solo i **3/4** della circonferenza, l'induttanza risulterà di circa **1,2 volte maggiore** rispetto ai nostri calcoli.

Se l'avvolgimento ricopre **metà** della circonferenza, l'induttanza risulterà di circa **1,7 volte maggiore** rispetto ai nostri calcoli.

**4°** = Ricordatevi che il valore in microHenry da noi calcolato è valido se il nucleo viene fatto lavorare a **temperature** comprese tra i **20** e i **30** gradi.

Se la temperatura dovesse raggiungere i **70 gradi** il valore d'induttanza **diminuirebbe** del **2-4%** circa.

Se la temperatura dovesse scendere a **0 gradi** il valore d'induttanza **aumenterebbe** del **2-4%** circa.

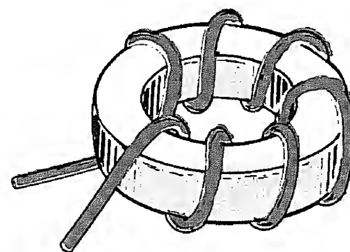


**Fig.4 Il valore in microHenry ricavato con la formula da noi riportata corrisponderà solo se l'avvolgimento ricopre l'intera superficie circolare del nucleo. Se le spire da avvolgere sono poche (4-5-6 spire), dovranno essere spaziate.**

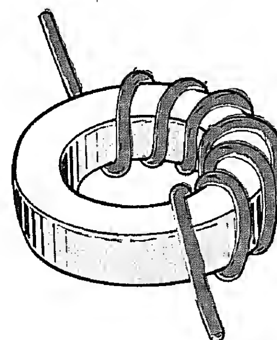


**Fig.5 Se l'avvolgimento ricopre poco più della metà della circonferenza, lasciando in questo modo scoperto 1/4 di nucleo, il valore in microHenry da noi calcolato aumenterà di 1,2 volte circa.**

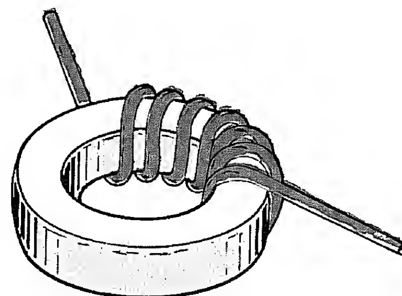
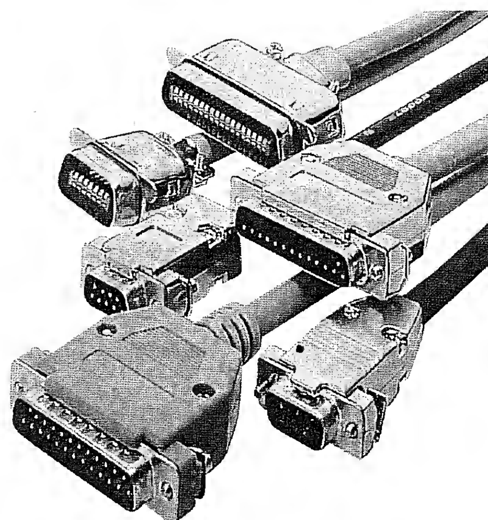


**Fig.6 Se l'avvolgimento viene effettuato in modo da ricoprire meno della metà della circonferenza, il valore dell'induttanza da noi calcolato aumenterà di circa 1,7 volte.**

# PRESE SCART e RS.232



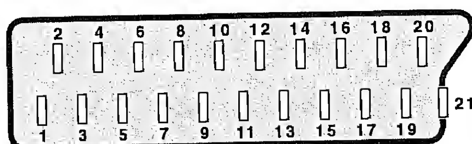
In molti televisori e videoregistratori è presente una presa chiamata **Scart** dalla quale è possibile prelevare i segnali Audio e Video.

Purtroppo, non sempre viene indicato su quale terminale è possibile prelevare il segnale **audio** sia del canale **destro** che del canale **sinistro**, oppure il segnale **video RGB** o **Composito**.

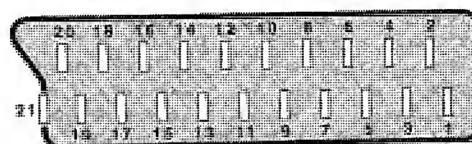
Sul retro di tutti i computer è invece presente una **presa seriale** chiamata anche **RS.232**, che serve per collegare **interfacce** esterne o **mouse**, e poichè questa può essere di tipo a **25 poli** o a **9 poli**, vi indichiamo su quali terminali è possibile prelevare o entrare con i vari segnali digitali.

Nei nostri disegni abbiamo raffigurato queste prese viste **anteriormente** e **posteriormente**, cioè dal lato sul quale sono saldati i fili di collegamento.

**VISTA FRONTALE**



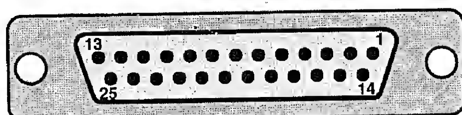

**VISTA RETRO**

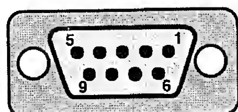



**PRESA SCART**

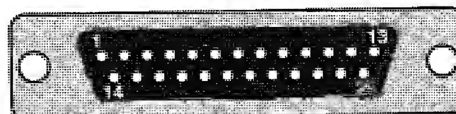
| | | |
|---|---|---|
| 1 = | USCITA | Audio canale DESTRO |
| 2 = | ENTRATA | Audio canale DESTRO |
| 3 = | USCITA | Audio canale SINISTRO o MONO |
| 4 = | MASSA | Cavetto segnali Audio |
| 5 = | MASSA | Segnale Video Blu RGB |
| 6 = | ENTRATA | Audio canale SINISTRO o MONO |
| 7 = | ENTRATA | Segnale Video Blu RGB |
| 8 = | ENTRATA | Fast Blancking |
| 9 = | MASSA | Segnale Video Verde RGB |
| 10-12 | ----- | Terminali non utilizzati |
| 11 = | ENTRATA | Segnale Video Verde RGB |
| 13 = | MASSA | Segnale Video Rosso RGB |
| 14 = | ----- | Terminale non utilizzato |
| 15 = | ENTRATA | Segnale Video Rosso RGB |
| 16 = | USCITA | Fast Blancking |
| 17 = | MASSA | Segnale VIDEOCOMPOSITO |
| 18 = | MASSA | Segnale Fast Blancking |
| 19 = | USCITA | Segnale VIDEOCOMPOSITO |
| 20 = | ENTRATA | Segnale VIDEOCOMPOSITO |
| 21 = | MASSA | Da collegare al telaio |

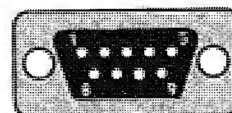
**VISTA FRONTALE**




**VISTA RETRO**



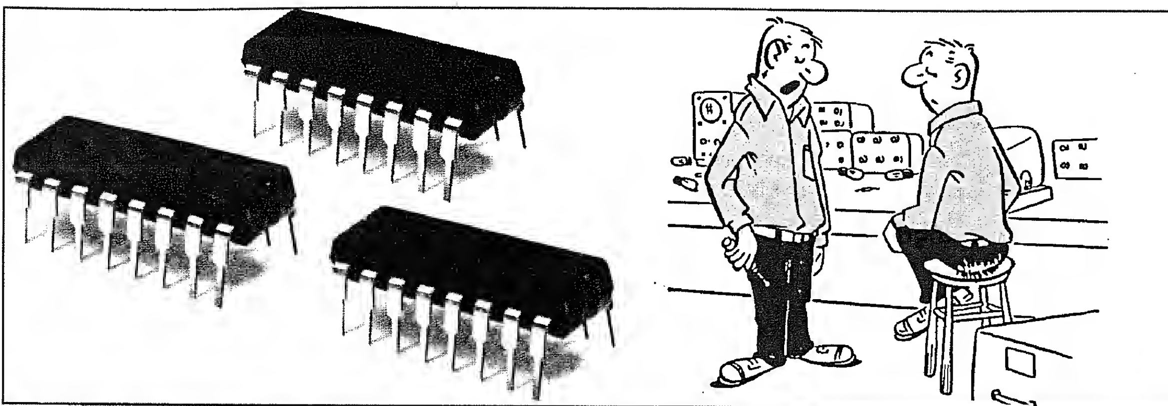



**PRESA SERIALE a 25 POLI**

| | |
|---|---|
| 1-7 GND | Ground (Massa) |
| 2 SD = TXD | Transmitted Data |
| 3 RD = RXD | Received Data |
| 4 RTS | Request To Send |
| 5 CTS | Clear To Send |
| 6 DSR | Data Set Ready |
| 8 DCD | Data Carrier Detect |
| 20 DTR | Data Terminal Ready |
| 22 RI | Ring Indicator |

**PRESA SERIALE a 9 POLI**

| | |
|---|---|
| 1 DCD | Data Carrier Detect |
| 2 RD = RXD | Received Data |
| 3 SD = TXD | Transmitted Data |
| 4 DTR | Data Terminal Ready |
| 5 GND | Ground (Massa) |
| 6 DSR | Data Set Ready |
| 7 RTS | Request To Send |
| 8 CTS | Clear To Send |
| 9 RI | Ring Indicator |



# OSCILLATORI ad ONDA QUADRA con TTL e C/MOS

Con le porte logiche **TTL** o **C/Mos** è possibile realizzare degli oscillatori **Resistenza/Capacità**, in grado di generare delle frequenze ad onda quadra partendo da un minimo di **3-4 Hz** fino a raggiungere i **200.000 Hz** circa.

Questi semplici oscillatori possono essere utilizzati per tante applicazioni, ad esempio per ottenere delle frequenze **subsoniche**, **audio**, **ultrasoniche** o di **clock** per pilotare degli integrati digitali.

Vi ricordiamo che gli integrati **TTL** vanno alimentati con una tensione compresa tra **4,5 - 5 volt**, mentre gli integrati **C/Mos** con una tensione compresa tra **5 - 15 volt**.

A proposito dei **C/Mos** vi facciamo presente che variando il valore della tensione di alimentazione da **5** a **15 volt**, varia anche la **frequenza generata** (vedi tabelle allegate ad ogni schema).

Nelle Tabelle relative ai nostri schemi abbiamo indicato le frequenze che si otterranno utilizzando dei valori di **R/C** prefissati.

Per **aumentare** la frequenza sarà sufficiente **ridurre** il valore della **resistenza** o della **capacità**.

Per **abbassare** la frequenza sarà sufficiente **aumentare** il valore della **resistenza** o della **capacità**.

Utilizzando un **trimmer** anzichè una resistenza, si potrà variare il valore della frequenza generata.

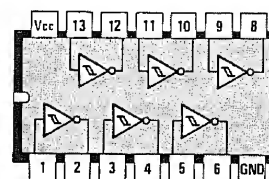
**Fig.1** Schema elettrico di un oscillatore **TTL** che utilizza 1 solo Inverter **triggerato**, tipo **SN.7414** o **SN.74HC14** o altri equivalenti. Questo oscillatore genera delle onde quadre con un duty-cicle minore del 50%. I valori della frequenza riportati nella Tabella sono approssimativi, perchè influenzati dalla **tolleranza** delle resistenze e dei condensatori.
In questo circuito non bisogna usare delle **R1** di valore superiore a **1.000 ohm**.

**FORMULA approssimativa**

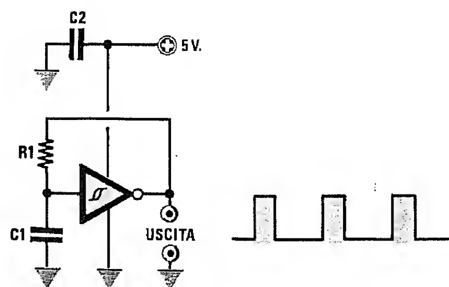
**Kilohertz = 700 : (R1 Kohm x C1 nanoFarad)**

**TABELLA delle FREQUENZE generate**

| R1 | C1 | FREQUENZA |
|---|---|---|
| 1.000 ohm | 100.000 pF | 7.000 Hz |
| 1.000 ohm | 10.000 pF | 70.000 Hz |
| 470 ohm | 100.000 pF | 15.000 Hz |
| 470 ohm | 1 microF | 1.500 Hz |



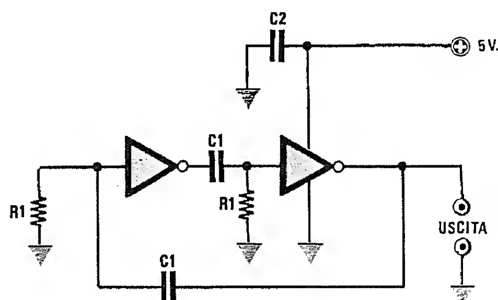

7414

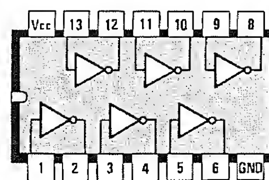



C2 = 100.000 pF poliestere

**FORMULA APPROSSIMATIVA**

**Kilohertz = 720 : (R1 Kohm x C1 nanoFarad)**




7404

**C2 = 100.000 pF poliestere**

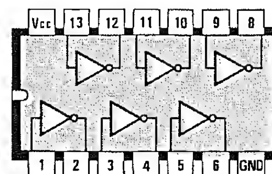
**Fig.2** Schema elettrico di un oscillatore **TTL** che utilizza **2** Inverter **non** triggerati, tipo **SN.7404** o **SN.74HC04** o altri equivalenti. Questo oscillatore genera delle onde quadre con un duty-cicle del 50%. I valori della frequenza riportati nella Tabella sono approssimativi, perchè influenzati dalla **tolleranza** delle resistenze e dei condensatori. In questo circuito non bisogna usare delle **R1** di valore superiore a **1.000 ohm**.

**TABELLA delle FREQUENZE generate**

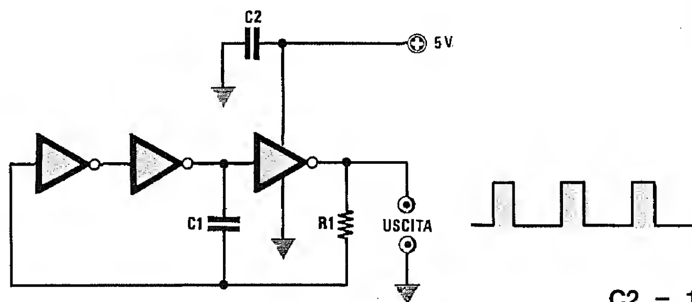
| R1 | C1 | FREQUENZA |
|---|---|---|
| 1.000 ohm | 1.000 pF | 720.000 Hz |
| 1.000 ohm | 2.200 pF | 327.000 Hz |
| 1.000 ohm | 10.000 pF | 72.000 Hz |
| 1.000 ohm | 100.000 pF | 7.200 Hz |
| 1.000 ohm | 1 microF | 720 Hz |

**FORMULA APPROSSIMATIVA**

**Kilohertz = 720 : (R1 Kohm x C1 nanoFarad)**




7404




**C2 = 100.000 pF poliestere**

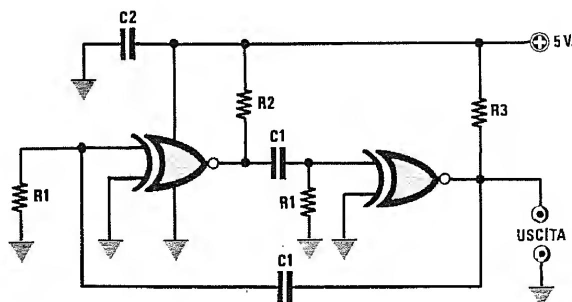
**Fig.3** Schema elettrico di un oscillatore **TTL** che utilizza **3** Inverter **non** triggerati, tipo **SN.7404** o **SN.74HC04** o altri equivalenti. Questo oscillatore genera delle onde quadre con un duty-cicle minore del 50%. I valori della frequenza riportati nella Tabella sono approssimativi, perchè influenzati dalla **tolleranza** delle resistenze e dei condensatori. In questo circuito non bisogna usare delle **R1** di valore superiore a **1.000 ohm**.

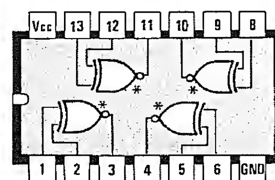
**TABELLA delle FREQUENZE generate**

| R1 | C1 | FREQUENZA |
|---|---|---|
| 1.000 ohm | 1.000 pF | 470.000 Hz |
| 1.000 ohm | 2.200 pF | 213.000 Hz |
| 1.000 ohm | 10.000 pF | 47.000 Hz |
| 1.000 ohm | 100.000 pF | 4.700 Hz |
| 1.000 ohm | 1 microF | 470 Hz |

**FORMULA APPROSSIMATIVA**

**Kilohertz = 137 : (R1 Kohm x C1 nanoFarad)**




74266



**Fig.4** Schema elettrico di un oscillatore **TTL** che utilizza **2** Nor Esclusivi a Collettore **aperto** tipo **SN.74266** o **SN.74HC266**. Questo oscillatore genera delle onde quadre con un duty-cicle del 50%. In questo circuito non bisogna utilizzare per **R1** valori superiori a **2.200 ohm**.

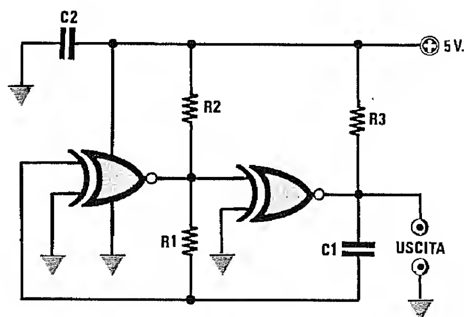
**R2-R3 = 1.000 ohm 1/4 watt**
**C2 = 100.000 pF poliestere**

**TABELLA delle FREQUENZE generate**

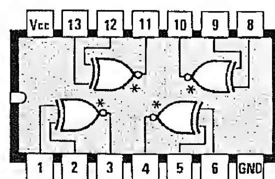
| R1 | C1 | FREQUENZA |
|---|---|---|
| 1.000 ohm | 1.000 pF | 137.000 Hz |
| 1.000 ohm | 10.000 pF | 13.700 Hz |
| 1.000 ohm | 100.000 pF | 1.370 Hz |
| 2.200 ohm | 1.000 pF | 62.200 Hz |
| 2.200 ohm | 10.000 pF | 6.200 Hz |

**FORMULA APPROSSIMATIVA**

**Kilohertz = 142 : (R1 Kohm x C1 nanoFarad)**






74266



**Fig.5** Schema elettrico di un oscillatore **TTL** che utilizza **2** Nor Esclusivi a Collettore **aperto** tipo **SN.74266** o **SN.74HC266**. Questo oscillatore genera delle onde quadre con un duty-cicle maggiore del 50%. In questo circuito non è consigliabile usare per **R1** dei valori inferiori a **1.200 ohm**; normalmente si usano valori di **1.500-1.800-2.200 ohm**.

**R2-R3 = 1.000 ohm 1/4 watt**
**C2 = 100.000 pF poliestere**

**TABELLA delle FREQUENZE generate**

| R1 | C1 | FREQUENZA |
|---|---|---|
| 1.000 ohm | 1.000 pF | 142.000 Hz |
| 1.000 ohm | 10.000 pF | 14.200 Hz |
| 1.000 ohm | 100.000 pF | 420 Hz |
| 2.200 ohm | 1.000 pF | 64.500 Hz |
| 2.200 ohm | 10.000 pF | 6.450 Hz |

**Fig.6** Schema elettrico di un oscillatore **C/Mos** che utilizza un **solo** Inverter **triggerato**, tipo **CD.40106** o altri equivalenti. Questo oscillatore genera delle onde quadre con un duty-cicle del 50%. I valori delle frequenze riportati nella Tabella sono approssimativi, perché influenzati dalla **tolleranza** delle resistenze e dei condensatori. La frequenza varia anche al variare della tensione di alimentazione.

**FORMULA APPROSSIMATIVA per una Vcc pari a 12 volt**

**Kilohertz = 1.100 : (R1 Kohm x C1 nanoFarad)**

**C2 = 100.000 pF poliestere**

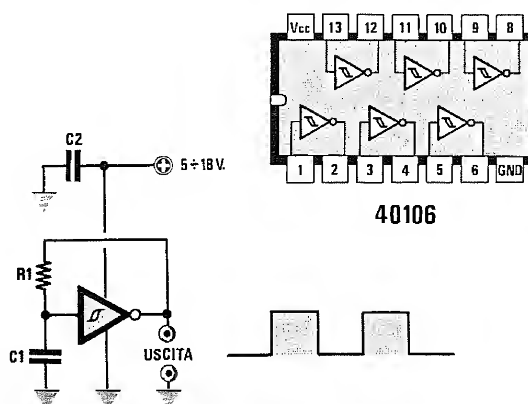
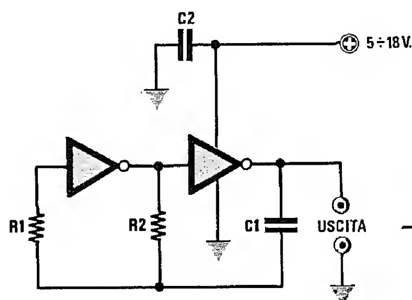



**TABELLA delle FREQUENZE generate**

| VALORI R1 | VALORI C1 | TENSIONI di ALIMENTAZIONE 5 VOLT | 12 VOLT | 15 VOLT |
|---|---|---|---|---|
| 1.000 ohm | 100.000 pF | 16.500 Hz | 11.000 Hz | 10.000 Hz |
| 10.000 ohm | 100.000 pF | 1.650 Hz | 1.100 Hz | 1.000 Hz |
| 100.000 ohm | 100.000 pF | 165 Hz | 110 Hz | 100 Hz |
| 10.000 ohm | 10.000 pF | 16.500 Hz | 11.000 Hz | 10.000 Hz |
| 100.000 ohm | 10.000 pF | 1.650 Hz | 1.100 Hz | 1.000 Hz |




**FORMULA APPROSSIMATIVA per una Vcc pari a 12 volt**

**Kilohertz = 4.500 : (R1 Kohm x C1 nanoFarad)**

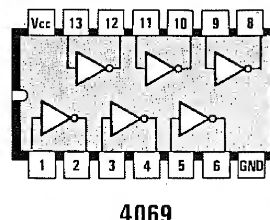



**Fig.7** Schema elettrico di un oscillatore **C/Mos** che utilizza **2** Inverter **non** triggerati, tipo **CD.4069** o altri equivalenti. Questo oscillatore genera delle onde quadre con un duty-cicle del 50%. I valori delle frequenze riportati nella Tabella sono approssimativi, perché influenzati dalla **tolleranza** delle resistenze e dei condensatori. La frequenza varia anche al variare della tensione di alimentazione.

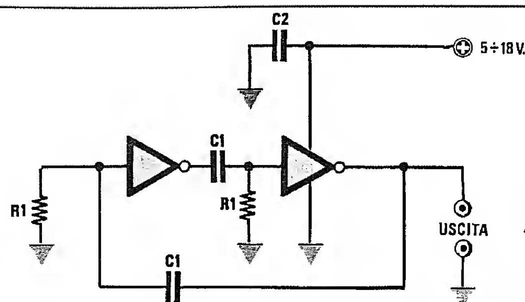
**C2 = 100.000 pF poliestere**

**Nota** = Il valore della resistenza **R2** deve essere **10 volte minore** di **R1**, quindi se per **R1** sceglierete una resistenza da **100.000 ohm**, per **R2** dovrete utilizzare **10.000 ohm**.

Se per **R1** sceglierete **47.000 ohm**, per **R2** dovrete utilizzare **4.700 ohm**.

**TABELLA delle FREQUENZE generate**

| VALORI R1 | VALORI C1 | TENSIONI di ALIMENTAZIONE 5 VOLT | 12 VOLT | 15 VOLT |
|---|---|---|---|---|
| 100.000 ohm | 2.200 pF | 19.500 Hz | 20.000 Hz | 21.000 Hz |
| 100.000 ohm | 10.000 pF | 4.300 Hz | 4.500 Hz | 4.700 Hz |
| 100.000 ohm | 22.000 pF | 1.950 Hz | 2.000 Hz | 2.100 Hz |
| 100.000 ohm | 100.000 pF | 430 Hz | 450 Hz | 470 Hz |



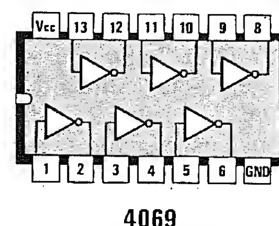



**Fig.8** Schema elettrico di un oscillatore **C/Mos** che utilizza **2** Inverter **non** triggerati, tipo **CD.4069** o altri equivalenti. Questo oscillatore genera delle onde quadre con un duty-cicle del 50%. I valori delle frequenze riportati nella Tabella sono approssimativi.

**C2 = 100.000 pF poliestere**

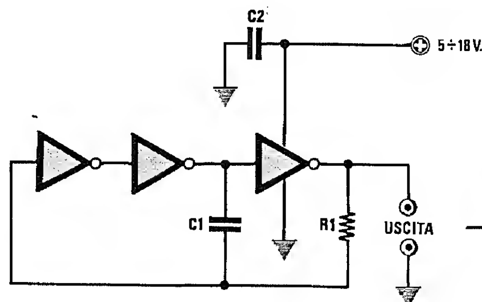
**Nota** = In questo oscillatore non è consigliabile utilizzare per la resistenza **R1** valori inferiori a **10.000 ohm**.

**FORMULA APPROSSIMATIVA per una Vcc pari a 12 volt**

**Kilohertz = 720 : (R1 Kohm x C1 nanoFarad)**

**TABELLA delle FREQUENZE generate**

| VALORI | | TENSIONI di ALIMENTAZIONE | | |
|---|---|---|---|---|
| R1 | C1 | 5 VOLT | 12 VOLT | 15 VOLT |
| 10.000 ohm | 2.200 pF | 31.200 Hz | 32.700 Hz | 34.100 Hz |
| 10.000 ohm | 10.000 pF | 6.800 Hz | 7.200 Hz | 7.500 Hz |
| 10.000 ohm | 22.000 pF | 3.120 Hz | 3.270 Hz | 3.400 Hz |
| 10.000 ohm | 100.000 pF | 680 Hz | 720 Hz | 750 Hz |



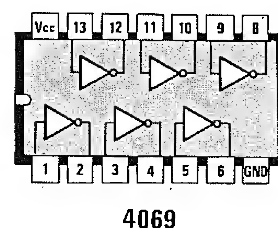



**Fig.9** Schema elettrico di un oscillatore **C/Mos** che utilizza **3** Inverter **non** triggerati, tipo **CD.4069** o altri equivalenti. Questo oscillatore genera delle onde quadre con un duty-cicle del 50%. I valori delle frequenze riportati nella Tabella sono approssimativi.

**C2 = 100.000 pF poliestere**

**Nota** = In questo oscillatore non è consigliabile utilizzare per la resistenza **R1** valori inferiori a **10.000 ohm**.

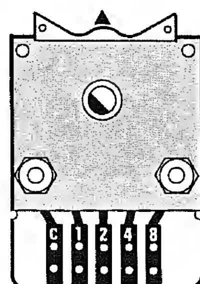
**FORMULA APPROSSIMATIVA per una Vcc pari a 12 volt**

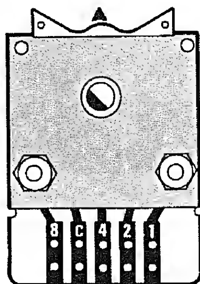
**Kilohertz = 660 : (R1 Kohm x C1 nanoFarad)**

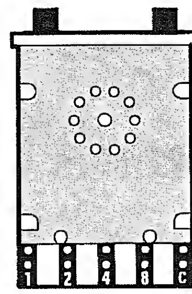
**TABELLA delle FREQUENZE generate**

| VALORI | | TENSIONI di ALIMENTAZIONE | | |
|---|---|---|---|---|
| R1 | C1 | 5 VOLT | 12 VOLT | 15 VOLT |
| 10.000 ohm | 2.200 pF | 28.600 Hz | 30.000 Hz | 31.000 Hz |
| 10.000 ohm | 10.000 pF | 6.300 Hz | 6.600 Hz | 6.900 Hz |
| 10.000 ohm | 22.000 pF | 2.860 Hz | 3.000 Hz | 3.100 Hz |
| 10.000 ohm | 100.000 pF | 630 Hz | 660 Hz | 690 Hz |

# CONNESSIONI commutatori BINARI



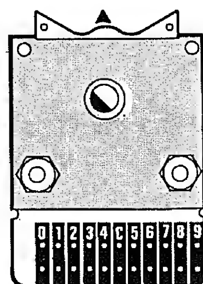



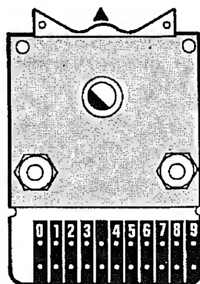

| numero | A | B | C | D |
|---|---|---|---|---|
| 0 | | | | |
| 1 | SI | | | |
| 2 | | SI | | |
| 3 | SI | SI | | |
| 4 | | | SI | |
| 5 | SI | | SI | |
| 6 | | SI | SI | |
| 7 | SI | SI | SI | |
| 8 | | | | SI |
| 9 | SI | | | SI |

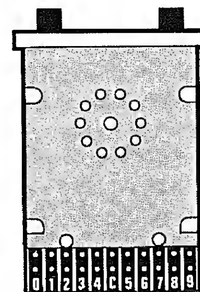
Dal lato posteriore dei **commutatori binari** fuoriescono 5 piste in rame numerate con il valore del **peso digitale**, cioè **1 2 4 8** più **il** cursore siglato **C**.

Il terminale **C** del "cursore" normalmente va collegato al **positivo** di alimentazione a **5 volt**, mentre i terminali **1 2 4 8** alle uscite di integrati digitali con uscita **ABCD**. Nella **Tabella** qui di lato, abbiamo indicato con un **SI** le piste che si commuteranno sul terminale **C** ruotando il commutatore **binario** dal numero **0** al numero **9**.

# CONNESSIONI commutatori DECIMALI

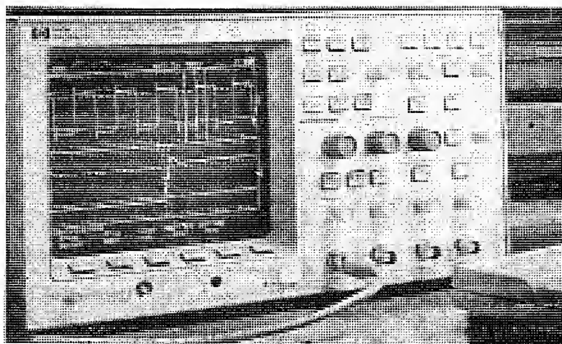



Dal lato posteriore dei **commutatori decimali** fuoriescono **11 piste**, una delle quali è siglata **C**, mentre le altre da **0** a **9**.

In pratica un commutatore **decimale** può essere paragonato ad un comune commutatore rotativo, che cortocircuita il terminale **C** del cursore sulla pista corrispondente al **numero** che appare frontalmente entro la finestra di tale commutatore.



# OSCILLATORI DIGITALI QUARZATI

Vi proponiamo degli schemi di oscillatori digitali di sicura affidabilità, da utilizzare con porte TTL oppure con porte C/Mos.

Abbiamo volutamente scartato alcuni schemi che molto spesso vengono descritti in altre pubblicazioni, perchè troppo critici, oppure perchè forniscono in uscita forme d'onda "sporche", cioè con così tante spurie da essere inutilizzabili.

Prima di scegliere un oscillatore da realizzare con una porta TTL o C/Mos, dovrete conoscere quale **quarzo** utilizzerete, quale **tensione** di alimentazione avete a disposizione e quale integrato vorrete pilotare con questo oscillatore.

## PORTE TTL

Gli integrati **TTL** sono molto veloci, quindi in questi oscillatori potrete utilizzare dei quarzi dalla frequenza compresa tra **0,1 MHz** e **20 MHz**.

Dobbiamo farvi presente che inserendo in questi oscillatori dei quarzi **overtone** in **3°** o in **5°** armonica, questi oscilleranno soltanto sulla loro frequenza fondamentale.

Quindi se inserirete un quarzo **CB** da **27 MHz**, che è un **overtone** in **3°** armonica, questo oscillerà sulla frequenza di:

**27 : 3 = 9 MHz**

Se inserirete un quarzo da **75 MHz overtone** in **5°** armonica, questo oscillerà sulla frequenza di:

**75 : 5 = 15 MHz**

Un integrato **TTL** andrà necessariamente alimentato con una tensione stabilizzata di **5 volt**.

Poichè l'onda quadra che preleverete dalla sua uscita avrà un **livello logico TTL** (vedi fig.1), vale a dire:

**Livello logico 0 = 0 volt**
**Livello logico 1 = 5 volt positivi**

potrete pilotare con questo segnale soltanto degli integrati **TTL.**

Per pilotare degli integrati **C/Mos**, dovrete alimentarli con la stessa tensione dei TTL, cioè con una tensione di **5 volt**, aggiungendo una resistenza come evidenziato in fig.2.

Per pilotare dei **C/Mos** alimentati con tensioni superiori ai **5 volt**, dovrete realizzare una piccola interfaccia composta da due transistor, come quella visibile in fig.3.

## PORTE C/Mos

Gli integrati **C/Mos** sono più lenti dei TTL (ad eccezione degli HC/Mos), quindi in questi oscillatori potrete utilizzare dei quarzi dalla frequenza compresa tra **0,1 MHz** e **4 MHz** circa.

Poichè la frequenza di lavoro è molto bassa, non potrete utilizzare nessun quarzo **overtone** ma soltanto quarzi in fondamentale.

Un integrato **C/Mos** lo potrete alimentare con tensioni comprese tra **5-18 volt**, ma in tal caso dovrete sempre considerare che l'onda quadra che preleverete dalla sua uscita avrà dei **livelli logici C/Mos** (vedi fig.1), che variano al variare della tensione di alimentazione:

**Livello logico 0 = 1/3 Vcc di alimentazione**
**Livello logico 1 = 2/3 Vcc di alimentazione**

Pertanto, alimentando il **C/Mos** con una tensione di **12 volt**, otterrete:

**Livello logico 0 = 12 : 3 x 1 = 4 volt**
**Livello logico 1 = 12 : 3 x 2 = 8 volt**

Non risultando questi livelli compatibili con i **TTL**, potrete pilotare soltanto degli integrati **C/Mos.**

È comunque possibile pilotare dei **TTL** purchè il **C/Mos** venga alimentato con una tensione di **5 volt** (vedi fig.4), diversamente dovrete realizzare una semplice interfaccia composta da un solo transistor (vedi fig.5).

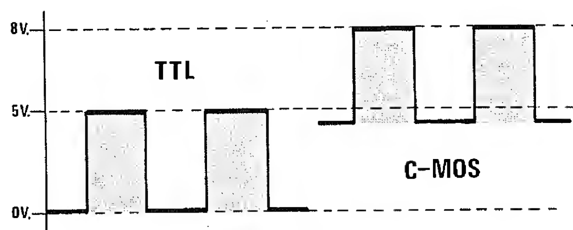



Fig.1 I due livelli logici di un integrato TTL non risultano compatibili con quelli di un C/Mos o viceversa, perchè hanno dei valori di tensione minimi e massimi molto diversi.

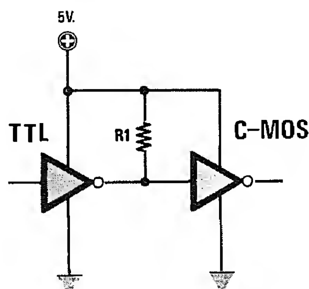
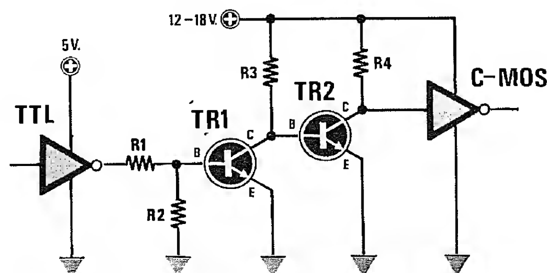



Fig.2 Per collegare l'uscita di un integrato TTL direttamente all'ingresso di un integrato C/Mos, quest'ultimo andrà alimentato con la stessa tensione del TTL, cioè a 5 volt, non dimenticando di collegare tra l'ingresso del C/Mos ed il positivo di alimentazione una resistenza da 1.000 ohm (vedi R1). Se alimenterete l'integrato C/Mos con una tensione maggiore di 5 volt, dovrete utilizzare lo schema di fig.3.

Fig.3 Interfaccia richiesta per collegare l'uscita di un TLL ad un C/Mos alimentato con una tensione compresa tra 12-18 volt.

R1 = 1.000 ohm
R2 = 3.300 ohm
R3 = 3.300 ohm
R4 = 1.000 ohm
TR1-TR2 = Transistor NPN



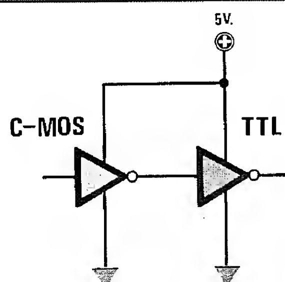
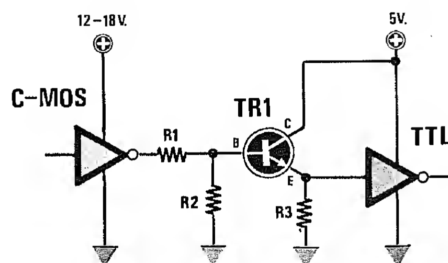




Fig.4 Per collegare l'uscita di un integrato C/Mos direttamente all'ingresso di un integrato TTL, dovrete necessariamente alimentare il C/Mos con la stessa tensione utilizzata per il TTL, cioè con 5 volt. Se l'integrato C/Mos fosse alimentato con una tensione maggiore di 5 volt, dovreste utilizzare il circuito visibile in fig.5 che utilizza un transistor NPN di commutazione, ad esempio il 2N2222 o altro equivalente.

Fig.5 Per pilotare un integrato TLL con il segnale di un C/Mos alimentato con una tensione di 12-18 volt, dovrete interporre tra i due integrati un transistor NPN tipo 2N2222 o altri equivalenti.

R1 = 10.000 ohm
R2 = 12.000 ohm
R3 = 330 ohm
TR1 = transistor NPN



## ALIMENTAZIONE

Per alimentare questi oscillatori conviene utilizzare delle tensioni **stabilizzate**.

Per evitare disturbi **spurii** è assolutamente necessario applicare, vicinissimo ai due piedini **positivo-massa** dell'integrato, un condensatore di fuga la cui capacità potrà variare da **10.000 pF** a **100.000 pF** (vedi fig.6).

Il valore di questa capacità non è critico, mentre critico è il tipo di condensatore utilizzato.

Vi consigliamo di servirvi di condensatori **ceramici** oppure di condensatori al **poliestere**, purchè non siano **induttivi** dato che questi ultimi, anzichè migliorare la situazione, la peggiorano.

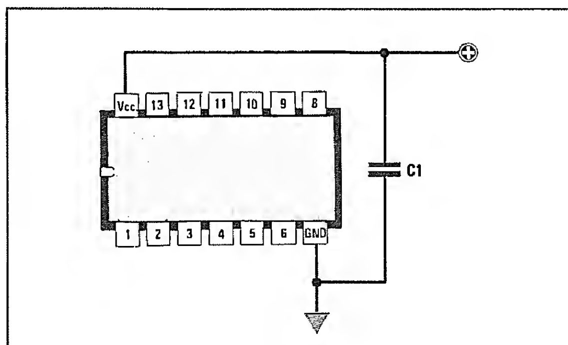



**Fig.6 Per evitare dei disturbi sul segnale generato, è assolutamente necessario collegare tra il piedino positivo di alimentazione e quello di massa di ogni integrato, un condensatore ceramico o poliestere che abbia una capacità compresa tra 10.000 e 100.000 pF.**

## TOLLERANZA dei QUARZI

Tutti i quarzi, come qualsiasi altro componente, hanno delle **tolleranze** che possono variare da un minimo di un **0,005%** fino ad arrivare ad un massimo del **0,03%**.

Acquistando un quarzo da **10 MHz** pari a **10.000.000 Hz**, non dovete meravigliarvi se oscilla sui **9.999.000 MHz,** oppure sui **10.001.000 Hz**.

Oltre alla tolleranza, occorre tener presente che tutti i quarzi modificano la loro frequenza al variare della **temperatura.**

Se la temperatura **scende** sotto ai **25 gradi**, la frequenza tende ad **aumentare.**

Se la temperatura **sale** sopra ai **25 gradi**, la frequenza tende a **diminuire**.

Esistono quarzi che variano la loro frequenza di uno **0,01%** per **grado centigrado** ed altri che variano la loro frequenza di uno **0,003%** per **grado centigrado**.

I quarzi con minore tolleranza e più stabili in temperatura costano molto di più dei quarzi standard, perciò è normale trovare tre quarzi di identiche dimensioni e di identica frequenza, di cui uno costa **2.500 lire**, uno **15.000 lire** e l'altro **70.000 lire.**

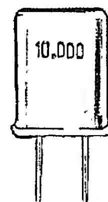



**Fig.7 Tutti i quarzi hanno una loro tolleranza che varia al variare della temperatura.**

## CORREGGERE la FREQUENZA

Per evitare variazioni di frequenza causate da variazioni di temperatura, è sempre consigliabile tenere il quarzo di un oscillatore lontano da sorgenti che generano un **elevato** calore.

Per conoscere l'esatta frequenza generata da un quarzo è necessario attendere, dopo l'accensione dello stadio oscillatore, almeno **3-4 minuti** perchè la temperatura all'interno del contenitore possa stabilizzarsi sui normali valori di lavoro.

Se un quarzo oscilla su una frequenza più **bassa** di poche centinaia di **Hz** rispetto al valore richiesto, potrete **alzarla** collegando in serie un **compensatore** da **10-80 pF** (vedi fig.8).

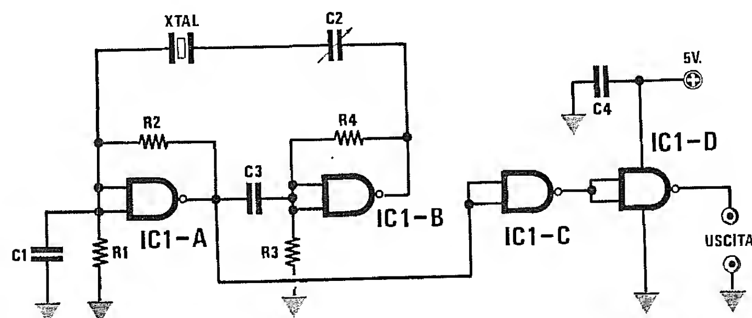
Se il quarzo oscilla su una frequenza più **alta** di poche centinaia di **Hz** rispetto al valore richiesto, potrete **abbassarla** collegando in serie una **induttanza** che potrà variare a seconda della sua frequenza da un minimo di **2 microHenry** fino ad un massimo di **100 microHenry** (vedi fig.9).

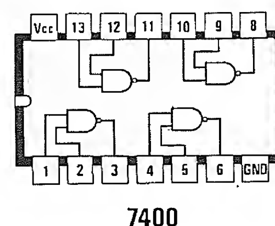


**Fig.8 Se un quarzo oscilla su una frequenza leggermente più "bassa" del richiesto, la potrete alzare collegando in serie un piccolo compensatore da 10-80 picoFarad.**



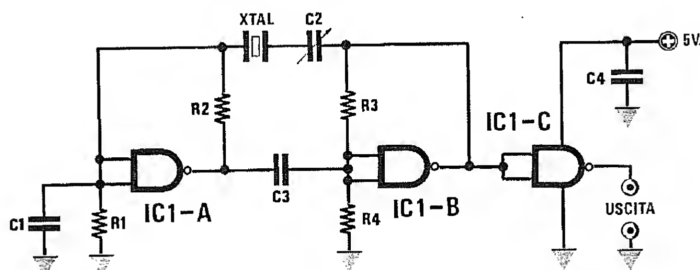
**Fig.9 Se un quarzo oscilla su una frequenza leggermente più "alta" del richiesto, la potrete abbassare collegando in serie una piccola impedenza da 2 a 100 microHenry.**

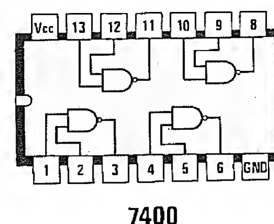



R1 = 1.200 ohm
R2 = 2.200 ohm
R3 = 1.200 ohm
R4 = 220 ohm
C1 = 47 pF ceramico
C2 = 10/80 pF compensatore
C3 = 4.700 pF ceramico
C4 = 47.000 pF ceramico
IC1 = SN.7400
XTAL = max 15 MHz

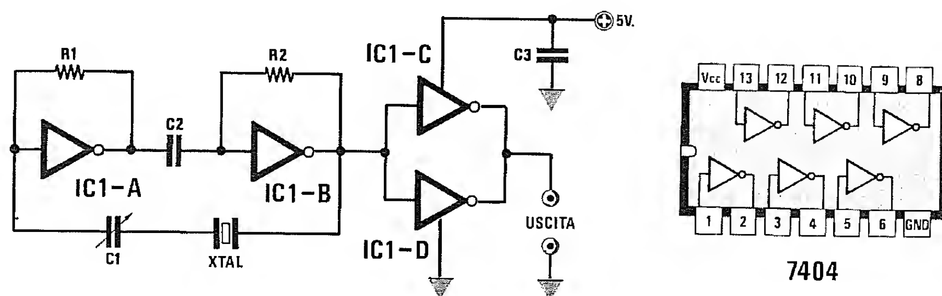
Fig.10 Schema elettrico di un oscillatore che utilizza dei Nand TTL tipo SN.7400. A seconda della frequenza e delle caratteristiche del quarzo, vi consigliamo di provare a ridurre la capacità di C1 portandola a 33 - 27 pF, oppure di aumentarla a 82 - 120 pF in modo che l'oscillatore inneschi senza difficoltà ruotando C2.
Il compensatore C2 serve per modificare leggermente la frequenza del quarzo.



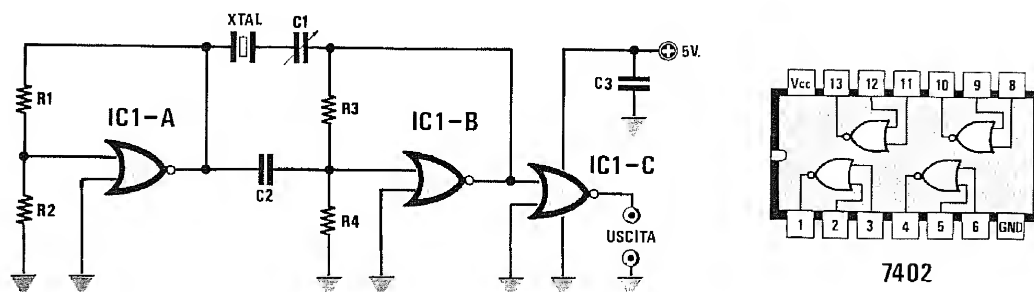

R1 = 1.000 ohm
R2 = 1.500 ohm
R3 = 1.500 ohm
R4 = 1.000 ohm
C1 = 47 pF ceramico
C2 = 10/60 pF compensatore
C3 = 2.200 pF ceramico
C4 = 47.000 pF ceramico
IC1 = SN.7400
XTAL = max 15 MHz

Fig.11 Schema elettrico di un oscillatore che utilizza dei Nand TTL tipo SN.7400 e che, rispetto a quello di figura 10, preleva il segnale dal secondo Nand. A seconda della frequenza e delle caratteristiche del quarzo, vi consigliamo di provare a ridurre la capacità di C1 portandola a 33 - 27 pF, oppure ad aumentarla a 82 - 120 pF, in modo che l'oscillatore inneschi senza difficoltà.
Il compensatore C2 serve per modificare leggermente la frequenza del quarzo.



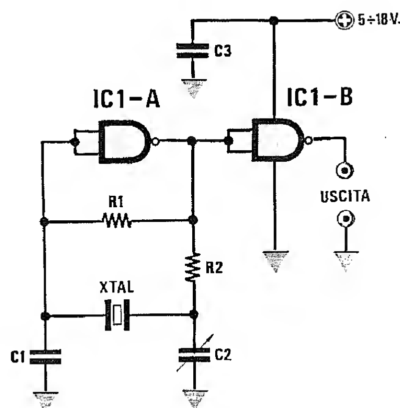

R1 = 680 ohm
R2 = 680 ohm
C1 = 10-40 pF compensatore
C2 = 10.000 pF poliestere
C3 = 100.000 pF poliestere
IC1 = SN.7404
XTAL = quarzo 10 MHz

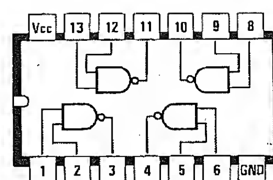
Fig.12 Schema elettrico di un oscillatore che utilizza degli Inverter Nand TTL tipo SN.7404. I due Inverter IC1/C e IC1/D sono stati collegati in parallelo per ottenere in uscita una potenza maggiore.
Il compensatore C1 serve per modificare leggermente la frequenza del quarzo.




R1 = 1.500 ohm
R2 = 1.000 ohm
R3 = 1.500 ohm
R4 = 1.000 ohm
C1 = 10/80 pF compensatore
C2 = 1.500 pF ceramico
C3 = 47.000 pF ceramico
IC1 = SN.7402
XTAL = max 15 MHz

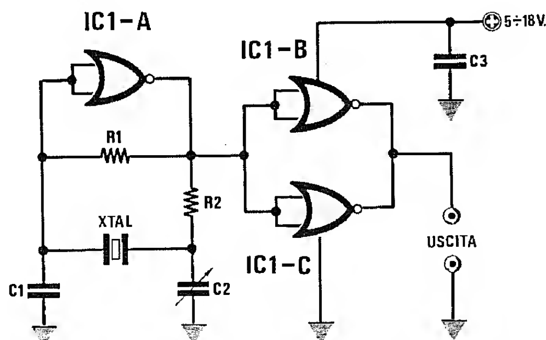
Fig.13 Schema elettrico di un oscillatore che utilizza dei Nor TTL tipo SN.7402. Se l'oscillatore ha difficoltà ad oscillare, modificate la capacità del condensatore C2 portandola a 1.000 pF, oppure a 2.200 pF.
Il compensatore C1 serve per modificare leggermente la frequenza del quarzo.

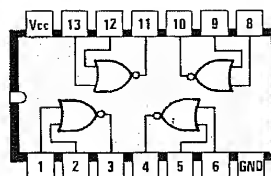



R1 = 1 Megaohm
R2 = 2.700 ohm
C1 = 33 pF ceramico
C2 = 10/60 pF compensatore
C3 = 47.000 pF ceramico
IC1 = C/Mos 4011
XTAL = max 3,5 MHz

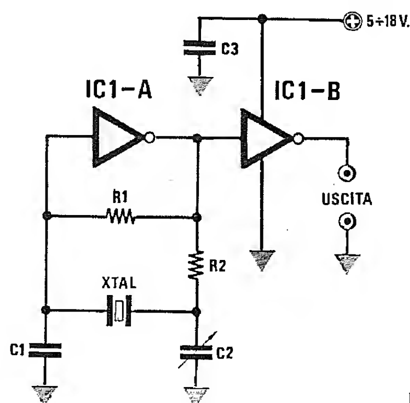
**Fig.14 Schema elettrico di un oscillatore che utilizza dei Nand C/Mos tipo 4011. Per l'alimentazione potrete utilizzare una qualsiasi tensione stabilizzata compresa tra 5-18 volt.**
**Se l'oscillatore ha difficoltà ad oscillare, aumentate il valore della R1 a 4,7 Megaohm.**
**Facciamo presente che i C/Mos non funzionano con quarzi di frequenza superiore a 3,5-4 MHz.**
**Il compensatore C2 serve per modificare leggermente la frequenza del quarzo.**

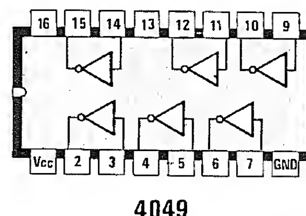



R1 = 1 Megaohm
R2 = 2.700 ohm
C1 = 33 pF ceramico
C2 = 10/60 pF compensatore
C3 = 47.000 pF ceramico
IC1 = C/Mos 4001
XTAL = max 3,5 MHz

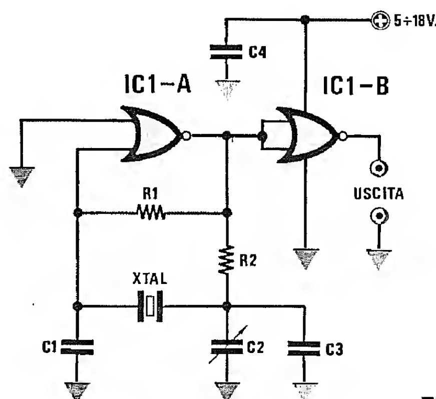
**Fig.15 Schema elettrico di un oscillatore che utilizza dei Nor C/Mos tipo 4001. Per l'alimentazione potrete utilizzare una qualsiasi tensione stabilizzata compresa tra 5-18 volt.**
**Se l'oscillatore ha difficoltà ad oscillare, aumentate il valore della R1 a 4,7 Megaohm.**
**Facciamo presente che i C/Mos non funzionano con quarzi di frequenza superiore a 3,5-4 MHz.**
**Il compensatore C2 serve per modificare leggermente la frequenza del quarzo.**

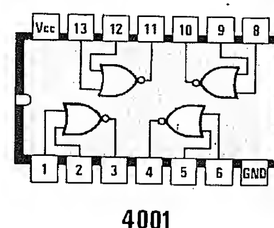



R1 = 1 Megaohm
R2 = 2.700 ohm
C1 = 33 pF ceramico
C2 = 10/60 pF compensatore
C3 = 47.000 pF ceramico
IC1 = C/Mos 4049
XTAL = max 3,5 MHz

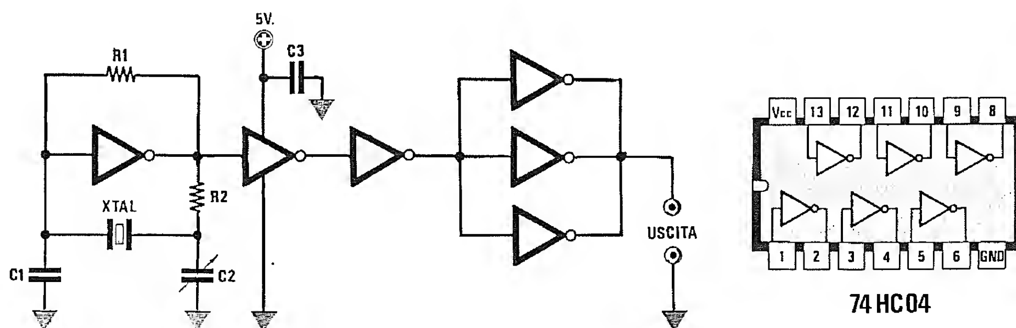
**Fig.16 Schema elettrico di un oscillatore che utilizza degli Inverter C/Mos tipo 4049. Per l'alimentazione potrete utilizzare una qualsiasi tensione stabilizzata compresa tra 5-18 volt.**
**Se l'oscillatore ha difficoltà ad oscillare, aumentate il valore della R1 a 2,2-4,7 Megaohm.**
**Facciamo presente che i C/Mos non funzionano con quarzi di frequenza maggiore a 3,5-4 MHz.**
**Il compensatore C2 serve per modificare leggermente la frequenza del quarzo.**



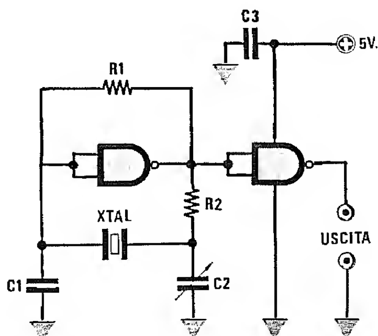

R1 = 1,5 megaohm
R2 = 2.700 ohm
C1 = 27 pF ceramico
C2 = 10/60 pF compensatore
C3 = 15 pF ceramico
C4 = 47.000 pF ceramico
IC1 = C/Mos 4001
XTAL = max 3,5 MHz

**Fig.17 Schema elettrico di un oscillatore che utilizza dei Nor C/Mos tipo 4001. Per l'alimentazione potrete usare una qualsiasi tensione stabilizzata compresa tra 5-18 volt.**
**Se l'oscillatore ha difficoltà ad oscillare, aumentate il valore della R1 a 2,2 - 3,3 - 4,7 Megaohm.**
**Facciamo presente che i C/Mos non funzionano con quarzi di frequenza maggiore di 3,5-4 MHz.**
**Il compensatore C2 serve per modificare leggermente la frequenza del quarzo.**




R1 = 4,7 megaohm
R2 = 3.300 ohm
C1 = 22 pF ceramico
C2 = 10/60 pF compensatore
C3 = 47.000 pF ceramico
IC1 = HC/Mos 74HC04
XTAL = max 25 MHz

**Fig.18** Se vi occorre un oscillatore in grado di far oscillare dei quarzi da 25 MHz massimo, dovrete necessariamente utilizzare degli integrati HC/Mos che richiedono una tensione di alimentazione stabilizzata di 5 volt.
Se in questo oscillatore inserite dei quarzi "overtone", in uscita otterrete una frequenza 3 o 5 volte inferiore rispetto a quella riportata sull'involucro.




Vcc 13 12 11 10 9 8
1 2 3 4 5 6 GND

74HC00

R1 = 4,7 megaohm
R2 = 3.300 ohm
C1 = 22 pF ceramico
C2 = 10/60 pF compensatore
C3 = 47.000 pF ceramico
IC1 = HC/Mos 74HC00
XTAL = max 25 MHz

**Fig.19** Schema di un oscillatore che utilizza due Nand contenuti all'interno di un integrato HC/Mos tipo 74HC00.
Vi ricordiamo che gli integrati HC/Mos richiedono una tensione di alimentazione stabilizzata di 5 volt.
Se in questo oscillatore inserite dei quarzi in "overtone", in uscita otterrete una frequenza 3 o 5 volte inferiore rispetto a quella riportata sul loro involucro. Il compensatore C2 serve per modificare leggermente la frequenza generata dal quarzo.

# VFO = OSCILLATORI a frequenza variabile per RADIOFREQUENZA



Se vi necessita uno schema di VFO da utilizzare come stadio oscillatore per una supereterodina o per pilotare un trasmettitore, vi consigliamo di utilizzare uno dei tanti schemi che qui vi proponiamo e potrete essere certi che funzionerà immediatamente senza alcuna difficoltà.

Questi schemi presentano la caratteristica di non essere critici, quindi, a differenza di tanti altri, potrete anche farli funzionare con tensioni minori rispetto a quelle consigliate, variare leggermente il valore di qualche capacità o resistenza ed utilizzarli con qualsiasi tipo di transistor di RF.

Occorre comunque tener sempre presente che per realizzare degli efficienti VFO (Variable Frequency Oscillator) bisogna rispettare alcune regole fondamentali.

## REGOLE FONDAMENTALI

**1°** Scegliete per lo stadio oscillatore dei transistor che abbiano un **guadagno** maggiore di **100**.

**2°** Non utilizzate mai transistor di **media potenza** pensando di ottenere in uscita una potenza maggiore. Come constaterete renderà molto di più un transistor **piccolo** che uno di dimensioni maggiori.

**3°** Scegliete dei transistor che abbiano una **frequenza di taglio** notevolmente superiore alla frequenza di lavoro del VFO.

Se sceglierete un transistor con una frequenza di taglio di **30 MHz**, lo potrete utilizzare al massimo fino ad una frequenza di **25 MHz**.

Se sceglierete un transistor con una frequenza di taglio di **300 MHz**, lo potrete tranquillamente utilizzare anche fino a **280 MHz**.

**4°** Per stabilire se l'oscillatore da voi prescelto è affidabile, provate ad alimentarlo con una tensione **dimezzata** e se oscillerà ancora il circuito non vi darà mai problemi di instabilità.

**5°** Un valido oscillatore deve funzionare anche se viene modificato il valore di un condensatore o di una resistenza di un **20%** in più o in meno rispetto a quanto indicato. Bisogna infatti sempre tenere presente tutte le **tolleranze** in gioco, cioè quelle del transistor, della tensione di alimentazione, delle resistenze e dei condensatori.

**6°** Controllate sempre con un **tester**, applicato in serie alla tensione di alimentazione, quanto assorbe il VFO.

Nei VFO a **transistor** la corrente di lavoro deve aggirarsi intorno agli **8-15 milliamper**, nei VFO a **fet** la corrente deve aggirarsi intorno i **2-6 milliamper.**

Se il transistor assorbisse meno di **7 mA**, potreb-

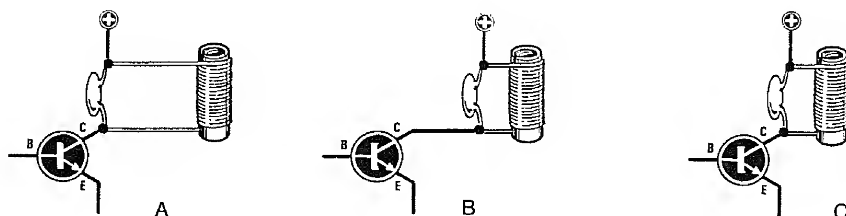



**Fig.1 Realizzando un qualsiasi oscillatore di AF dovrete ricordare di tenere il condensatore di accordo il più vicino possibile alla bobina di sintonia. Delle tre figure riportate, la A e la B rappresentano due collegamenti da evitare, mentre la C quello corretto.**

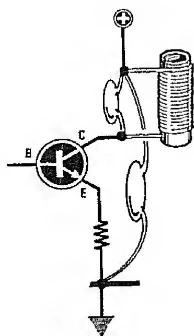
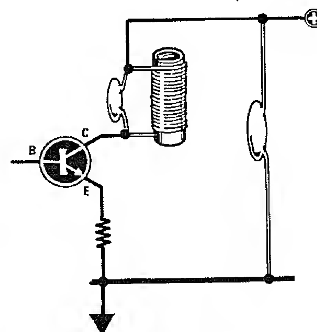



**Fig.2 Sul punto di congiunzione della bobina di sintonia con il condensatore di accordo, occorre sempre collegare un condensatore di "fuga" con l'altra estremità collegata al punto di massa dell'emettitore del transistor. Se tale condensatore verrà collegato a una certa distanza (vedi a destra), il transistor potrebbe non oscillare.**



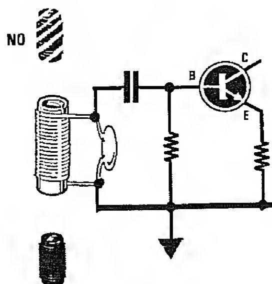
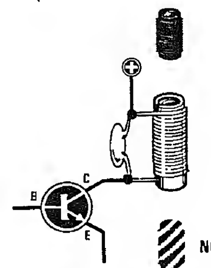




**Fig.3 Il nucleo ferromagnetico presente all'interno della bobina di sintonia va sempre inserito nel "lato freddo"; se la bobina presenta un capo a massa, lo inserirete come indicato a sinistra, se invece è collegata al positivo, lo inserirete come raffigurato a destra.**




be **spegnersi** qualora la tensione di alimentazione scendesse di pochi volt, se assorbisse più di **15 mA** surriscalderebbe tanto da andare in breve tempo fuori uso.

Per variare la corrente di assorbimento potrete modificare il valore della resistenza di polarizzazione posta tra la Base ed il positivo di alimentazione, oppure aumentare il valore della resistenza posta tra l'Emettitore e la massa.

**7°** Tenete sempre **molto corti** i collegamenti tra il **compensatore** di sintonia (o i **diodi varicap**) e la **bobina** di sintonia ed anche quelli tra il circuito, l'**L/C** ed il terminale del transistor (vedi fig.1).

**8°** Non dimenticate di collegare nel punto di giunzione dell'**L/C** con il positivo di alimentazione, un condensatore **ceramico** da **4.700 - 10.000 - 22.000 pF** e la **massa** (vedi fig.2).

Non disaccoppiando il circuito **L/C** con questo condensatore, esso potrà **non oscillare** o generare delle frequenze **spurie**.

**9°** L'estremità del **condensatore** di fuga non va collegata ad una pista di **massa** qualsiasi, ma possibilmente molto vicino alla pista di massa alla quale è collegata la resistenza dell'**Emettitore** del transistor oscillatore (vedi fig.2).

Collegandola a massa in un punto qualsiasi, o molto distante dalla resistenza di **Emettitore**, il VFO può generare del rumore, o peggio ancora non oscillare.

**10°** In ogni oscillatore è sempre necessario rispettare un certo rapporto **L/C**, quindi non utilizzate mai delle bobine con **molte spire** e poca **capacità**. Una bobina con **80 spire** ed un condensatore da **10 picoFarad**, oppure una bobina con **7 spire** ed un condensatore da **330 picoFarad**, raramente potranno oscillare.

**11°** Se la bobina di sintonia è provvista di **nucleo ferromagnetico**, la dovrete inserire sempre sul suo **lato freddo**.

Vale a dire che se una bobina risultasse collegata tra il **Collettore** (lato caldo) ed il **positivo** di alimentazione (lato freddo), il nucleo andrebbe inserito dal lato rivolto verso il positivo di alimentazione (vedi fig.3 di destra).

Se la bobina risultasse collegata tra la **Base** (lato caldo) e la **massa** (lato freddo), il nucleo andrebbe inserito dal lato rivolto verso la massa (vedi fig.3 di sinistra).

Inserendo il nucleo dal lato opposto, **aumenta** l'assorbimento e si **riduce** il **rendimento**.

**12°** Se utilizzate una bobina in aria, cioè **non avvolta** attorno ad un supporto plastico, usate del filo di rame che abbia un diametro di almeno **2 mm.**, per evitare che possa **vibrare** meccanicamente.

Spesso un **ronzio** di alternata presente sulla frequenza generata è causato dalla **vibrazione** del trasformatore di alimentazione, che lo trasmette al mobile metallico nel quale è montato il VFO.

**13°** Per stabilire se un **VFO** non è **critico** nel suo funzionamento, provate a toccare con un dito la bobina di accordo o il corpo del transistor e vedrete che l'oscillatore potrà **spegnersi**, ma, non appena lo allontanerete, dovrà nuovamente oscillare sulla stessa frequenza.

Una seconda prova consiste nel togliere la tensione di alimentazione e nel rialimentare il VFO con una tensione inferiore o maggiore rispetto a quella richiesta.

Se il VFO non è **critico**, dovrà sempre nuovamente **oscillare**.

**14°** Non prelevate mai la frequenza generata da un VFO per trasferirla allo stadio preamplificatore utilizzando un condensatore di elevata capacità, perchè sotto carico l'oscillatore può spegnersi o **oscillare.**

Per non caricare lo stadio oscillatore sarebbe consigliabile utilizzare uno stadio **separatore** con guadagno unitario (vedi figg.4-5).

**15°** Se usate un qualsiasi **VFO** per realizzare un trasmettitore anche di minor potenza, è consigliabile racchiudere lo stadio **oscillatore** congiunto allo stadio **separatore** entro una piccola scatola metallica per schermarlo.

Se non userete questo accorgimento, la RF generata dallo stadio finale di potenza del trasmettitore potrebbe essere captata dallo **stadio oscillatore**, rendendolo instabile.

**16°** Non tenete mai il **VFO** vicino a fonti di calore, perchè tutti gli oscillatori sono molto sensibili alle variazioni di temperatura.

## BOBINA DI SINTONIA

Anche se vi sono delle formule per calcolare il valore in **microHenry** della bobina di sintonia, a causa della **tolleranza** dei componenti, delle **capacità parassite** del circuito, dei collegamenti più o meno lunghi del montaggio, otterrete sempre delle frequenze diverse rispetto a quelle ricavate dal calcolo teorico.

Terminato il montaggio pratico del VFO prescelto, conviene sempre controllare con un **frequenzimetro digitale** la sua frequenza di lavoro.

Se la frequenza generata è più **alta** dei MHz richiesti, dovrete **ridurre** il numero delle spire oppure **aumentare** il diametro della bobina o la capacità del condensatore posto in parallelo ai suoi capi.

Se la frequenza generata è più **bassa** dei MHz richiesti, dovrete **aumentare** il numero delle spire oppure **ridurre** il diametro della bobina o la capacità del condensatore posto in parallelo ai suoi capi.

Inserendo all'interno della bobina presente nel VFO un **nucleo ferromagnetico**, la frequenza si **abbasserà**, mentre inserendo un **nucleo magnetico** (di ottone o alluminio) la frequenza **aumenterà**.

La frequenza **aumenterà** anche se si spazieranno maggiormente una dall'altra le spire della bobina.

| FREQUENZA | NUMERO SPIRE |
|---|---|
| 6-10 MHz | 30-40 spire unite |
| 10-20 MHz | 30-20 spire unite |
| 20-30 MHz | 20-15 spire unite |
| 30-40 MHz | 15-10 spire unite |
| 40-50 MHz | 10-8 spire unite |
| 50-70 MHz | 9-8 spire unite |
| 70-90 MHz | 8-7 spire spaziate |
| 90-100 MHz | 6-5 spire spaziate |
| 100-150 MHz | 4-3 spire spaziate |

Spire **approssimative** da avvolgere su un diametro di **6-7 mm.**, utilizzando per l'avvolgimento del filo di rame smaltato compreso tra **0,5-0,7 mm.**

## TRANSISTOR DA USARE

Per lo stadio oscillatore si potrà usare qualsiasi transistor di RF o di commutazione veloce di bassa potenza, purchè abbia un **guadagno** superiore a **100**.

Tutti gli schemi riportati in questo articolo li abbiamo provati anche con normali transistor preamplificatori di BF, come **BC.207 - BF.332 - BC.239 - BF.167** fino ad una frequenza di **30-35 MHz.**

Come tensione di alimentazione abbiamo scelto i **12 volt**, essendo questo un valore di tensione standard utilizzato per i normali ricetrasmettitori.

Possiamo comunque assicurarvi che i VFO qui presentati funzioneranno correttamente anche con tensioni inferiori, cioè di **8-9 volt.**

## NOTA IMPORTANTE

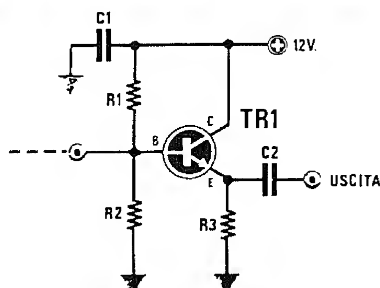
In tutti gli schemi che qui vi proponiamo abbiamo riportato le **frequenze** che si potranno ottenere avvolgendo un certo numero di spire su un supporto del **diametro** di **6-7 mm.**

I valori delle frequenze riportate sono puramente **indicativi**.

Una volta montato il VFO, è sempre consigliabile controllare con un **Frequenzimetro digitale** la frequenza generata ed in funzione del valore che leggerete, aumentare o ridurre il numero delle spire fino ad ottenere la frequenza richiesta.

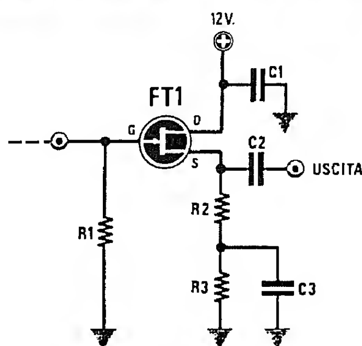
La frequenza di un oscillatore può variare notevolmente in funzione delle capacità **parassite** del circuito stampato, della **lunghezza** dei collegamenti, della **tolleranza** dei condensatori, del **diametro** della bobina e del filo di rame e del tipo di **transistor** utilizzato.

## Fig.4 STADIO SEPARATORE a TRANSISTOR




R1 = 10.000 ohm
R2 = 3.300 ohm
R3 = 220 ohm
C1 = 10.000 pF poliestere
C2 = 1.000 pF ceramico
TR1 = transistor NPN

## Fig.5 STADIO SEPARATORE a FET



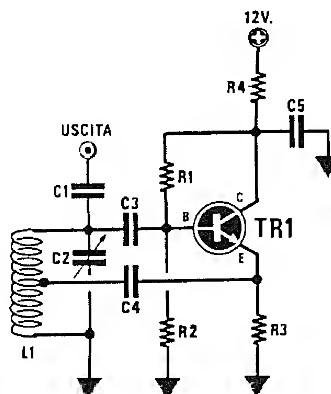

R1 = 100.000 ohm
R2 = 47 ohm
R3 = 220 ohm
C1 = 10.000 pF poliestere
C2 = 1.000 pF ceramico
C3 = 10 pF
FT1 = fet universale

Se collegherete direttamente lo stadio VFO ai successivi stadi preamplificatori senza utilizzare uno stadio "**separatore**", si potrebbero verificare i seguenti inconvenienti:

**1° l'oscillatore sotto carico può spegnersi**
**2° il circuito può autooscillare**
**3° il segnale RF erogato si attenua**
**4° il VFO non rimane stabile in frequenza**

Pertanto l'uscita RF di ogni VFO dovrà essere sempre collegata ad uno stadio separatore a guadagno unitario (vedi figg.4-5).

## SCHEMA di FIGURA 6




R1 = 39.000 ohm
R2 = 10.000 ohm
R3 = 220 ohm
R4 = 150 ohm
C1 = 10 pF ceramico
C2 = 10/40 compensatore
C3 = 27 pF ceramico
C4 = 10.000 pF ceramico
C5 = 10.000 pF ceramico
TR1 = transistor NPN
Max segnale RF = 1 volt

Questo circuito, alimentato con una tensione di **12 volt**, assorbe circa **10-12 mA**.

Se assorbisse meno di **10 mA**, vi consigliamo di **aumentare** il valore della resistenza **R2** portandolo dagli attuali 10.000 ohm a **12.000-15.000 ohm**.

Per avere un VFO affidabile si consiglia di collegare alla stessa pista di **massa** i componenti siglati **R2-R3-C5** e l'estremità del circuito di sintonia **L1/C2**.

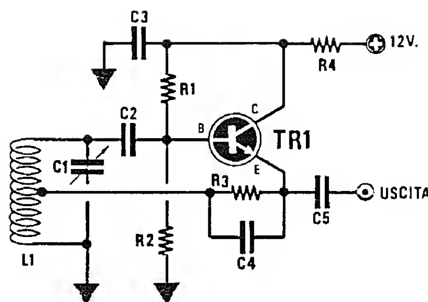
Per prelevare la RF da questo VFO, vi suggeriamo di utilizzare un condensatore ceramico da **10-12-15 pF** massimi.

Se utilizzerete delle capacità maggiori, l'oscillatore potrà spegnersi.

Per evitare di caricare il VFO vi consigliamo di utilizzare lo stadio **separatore** riportato in fig.4.

A titolo informativo possiamo precisare che con una bobina composta da **30 spire** provvista di presa centrale, questo VFO oscilla sui **20 MHz** circa, mentre con una bobina composta da **10 spire** provvista di presa centrale questo VFO oscilla sui **45 MHz** circa.

## SCHEMA di FIGURA 7




**R1 = 56.000 ohm**
**R2 = 10.000 ohm**
**R3 = 220 ohm**
**R4 = 150 ohm**
**C1 = 10/40 compensatore**
**C2 = 27 pF ceramico**
**C3 = 10.000 pF ceramico**
**C4 = 220 pF ceramico**
**C5 = 100 pF ceramico**
**TR1 = transistor NPN**
**Max segnale RF = 5 volt**

Questo circuito, alimentato con una tensione di **12 volt**, assorbe circa **10-12 mA**. Se assorbisse meno di **10 mA**, vi consigliamo di **diminuire** il valore della resistenza **R1** portandolo dagli attuali 56.000 ohm a **47.000 ohm**.

Per avere un VFO affidabile si consiglia di collegare alla stessa pista di **massa i** componenti siglati **R2-C3** e l'estremità del circuito di sintonia **L1/C2**.

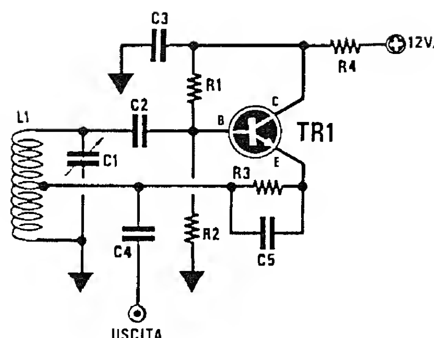
Per prelevare la RF da questo VFO, vi suggeriamo di utilizzare un condensatore ceramico da **82-100 pF** massimi.

Se utilizzerete delle capacità maggiori l'oscillatore potrà spegnersi.

Per evitare di caricare il VFO, consigliamo di utilizzare lo stadio **separatore** riportato in fig.4.

A titolo informativo possiamo precisare che con una bobina composta da **30 spire** provvista di presa centrale, questo VFO oscilla sui **20 MHz** circa, mentre con una bobina composta da **10 spire** e provvista di presa centrale questo VFO oscilla sui **45 MHz** circa.

## SCHEMA di FIGURA 8




**R1 = 47.000 ohm**
**R2 = 10.000 ohm**
**R3 = 100 ohm**
**R4 = 150 ohm**
**C1 = 10/40 compensatore**
**C2 = 27 pF ceramico**
**C3 = 10.000 pF ceramico**
**C4 = 22 a 47 pF ceramico**
**C5 = 47 pF ceramico**
**TR1 = transistor NPN**
**Max segnale RF = 2,5 volt**

Questo circuito, alimentato con una tensione di **12 volt**, assorbe circa **12-15 mA.**

Se assorbisse meno di **10 mA**, consigliamo di **aumentare** il valore della resistenza **R2** portandolo dagli attuali 10.000 ohm a **12.000-15.000 ohm**.

Per avere un VFO affidabile si consiglia di collegare alla stessa pista di **massa** i componenti siglati **R2-C3** e l'estremità del circuito di sintonia **L1/C2.**

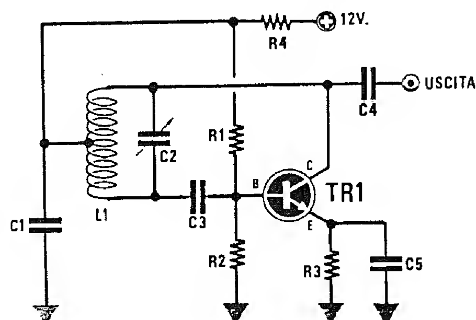
Per prelevare la RF da questo VFO vi suggeriamo di utilizzare un condensatore ceramico da **22-27 pF** per frequenze maggiori di **50 MHz** e di circa **39-47 pF** per frequenze minori di **50 MHz.**

Se utilizzerete delle capacità maggiori l'oscillatore potrà spegnersi.

Per evitare di caricare il VFO consigliamo di utilizzare lo stadio **separatore** riportato in fig.4.

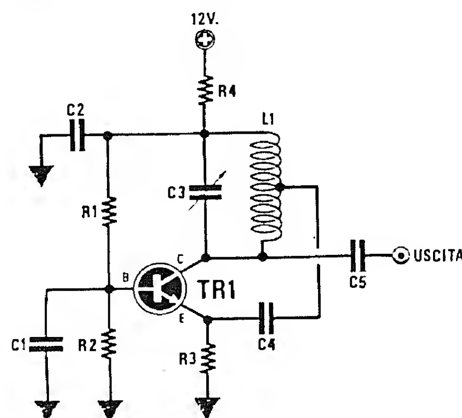
A titolo informativo possiamo precisare che con una bobina composta da **30 spire** provvista di presa centrale, questo VFO oscilla sui **20 MHz** circa, mentre con una bobina composta da **7 spire** e provvista di presa centrale questo VFO oscilla sui **80 MHz** circa.

## SCHEMA di FIGURA 9




R1 = 10.000 ohm
R2 = 56.000 ohm
R3 = 220 ohm
R4 = 150 ohm
C1 = 10.000 pF ceramico
C2 = 10/40 compensatore
C3 = 27 pF ceramico
C4 = 10 pF ceramico
C5 = 220 pF ceramico
TR1 = transistor NPN
Max segnale RF = 2 volt

## SCHEMA di FIGURA 10




R1 = 100.000 ohm
R2 = 10.000 ohm
R3 = 220 ohm
R4 = 150 ohm
C1 = 10.000 pF ceramico
C2 = 10.000 pF ceramico
C3 = 10/40 compensatore
C4 = 22 pF ceramico
C5 = 4,7 pF ceramico
TR1 = transistor NPN
Max segnale RF = 1,5 volt

Questo circuito, alimentato con una tensione di **12 volt**, assorbe circa **18-19 mA**.

Se assorbisse meno di **12 mA** consigliamo di **ridurre** il valore della resistenza **R3** portandolo dagli attuali 220 ohm a **180-150 ohm**.

Per avere un VFO affidabile si consiglia di collegare alla stessa pista di **massa** i componenti siglati **C1-R2-R3-C5**.

Il valore del condensatore **C5** può essere portato anche a **470-1.000 pF**.

Per prelevare la RF da questo VFO vi suggeriamo di utilizzare un condensatore ceramico da **10-12-15 pF** massimi.

Se utilizzerete delle capacità maggiori l'oscillatore potrà spegnersi.

Per evitare di caricare il VFO consigliamo di utilizzare lo stadio **separatore** riportato in fig.4.

A titolo informativo precisiamo che con una bobina composta da **30 spire** provvista di presa centrale, questo VFO oscilla sui **20 MHz** circa, mentre con una bobina composta da **10 spire** e provvista di presa centrale questo VFO oscilla sui **50 MHz** circa.

Questo circuito, alimentato con una tensione di **12 volt**, assorbe circa **14-18 mA**.

Se assorbisse meno di **14 mA**, consigliamo di **ridurre** il valore della resistenza **R1** portandolo dagli attuali 100.000 ohm a **68.000-56.000 ohm**, o **ridurre** il valore della **R3** portandolo a **150-120 ohm.**

Per avere un VFO affidabile si consiglia di collegare alla stessa pista di **massa** i componenti siglati **C1-C2-R2-R3**.

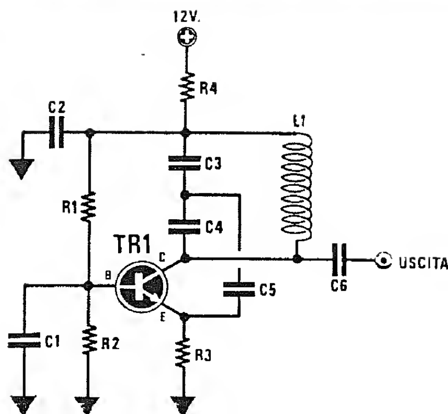
Per prelevare la RF da questo VFO si consiglia di utilizzare un condensatore ceramico da **5,6-8,2 pF** massimi, oppure di avvolgere sul lato **freddo** della bobina **L1** un link composto da **2-3 spire**.

Se utilizzerete delle capacità maggiori l'oscillatore potrà spegnersi.

Per evitare di caricare il VFO, vi suggeriamo di utilizzare lo stadio **separatore** riportato in fig.4.

A titolo informativo precisiamo che con una bobina composta da **30 spire** e provvista di presa centrale, questo VFO oscilla sui **20 MHz** circa, mentre con una bobina composta da **10 spire** e provvista di presa centrale questo VFO oscilla sui **50 MHz** circa.

## SCHEMA di FIGURA 11




**R1 = 56.000 ohm**
**R2 = 10.000 ohm**
**R3 = 220 ohm**
**R4 = 150 ohm**
**C1 = 10.000 pF ceramico**
**C2 = 10.000 pF ceramico**
**C3 = 27 pF ceramico**
**C4 = 27 pF ceramico**
**C5 = 56 pF ceramico**
**C6 = 10 pF ceramico**
**TR1 = transistor NPN**
**Max segnale RF = 2,5 volt**

Questo circuito, alimentato con una tensione di **12 volt**, assorbe circa **8-10 mA**.

Se assorbisse meno di **8 mA**, consigliamo di **ridurre** il valore della resistenza **R1** portandolo dagli attuali 56.000 ohm a **47.000 ohm**, o di ridurre il valore di **R3** portandolo a **150-120 ohm**.

Per avere un VFO affidabile si consiglia di collegare alla stessa pista di **massa** i componenti siglati **C1-C2-R2-R3**.

Per evitare di caricare il VFO, consigliamo di utilizzare lo stadio **separatore** riportato in fig.4.

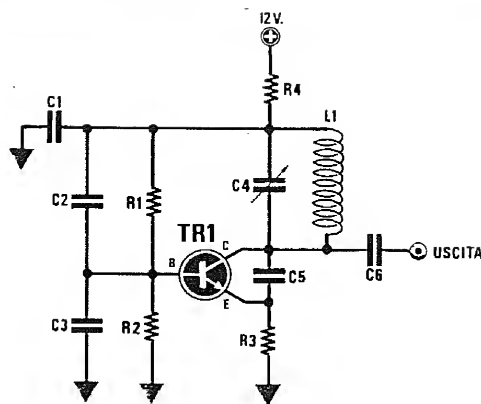
Questo circuito a differenza degli altri richiede una bobina **senza** presa centrale, però in funzione della frequenza di lavoro potrebbe risultare necessario variare i valori dei condensatori C3-C4 da **18-22-33-47-56 pF**.

Per **C5** dovrete usare una capacità leggermente maggiore rispetto alla somma di **C3 + C4**.

Per variare la frequenza potrete inserire un nucleo ferromagnetico inserendolo nel lato freddo, oppure sostituire C3-C4 con due compensatori.

A titolo informativo possiamo precisare che con una bobina di **30 spire** il circuito oscilla sui **20 MHz** circa, mentre con una bobina composta da **10 spire** oscilla **50 MHz.**

## SCHEMA di FIGURA 12




**R1 = 56.000 ohm**
**R2 = 10.000 ohm**
**R3 = 220 ohm**
**R4 = 150 ohm**
**C1 = 10.000 pF ceramico**
**C2 = 10.000 pF ceramico**
**C3 = 10.000 pF ceramico**
**C4 = 10/40 compensatore**
**C5 = 27 pF ceramico**
**C6 = 10 pF ceramico**
**TR1 = transistor NPN**
**Max segnale RF = 2,5 volt**

Questo circuito, alimentato con una tensione di **12 volt**, assorbe circa **8-9 mA**.

Se assorbisse meno di **8 mA**, vi consigliamo di **ridurre** il valore della resistenza **R1** portandolo dagli attuali 56.000 ohm a **47.000 ohm**, oppure di ridurre il valore della resistenza **R3** a **180-150 ohm**.

Per avere un VFO affidabile si consiglia di collegare alla stessa pista di **massa** i componenti siglati **C3-R2-R3-C1**.

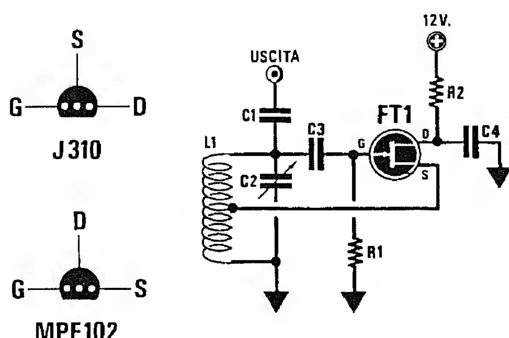
Per prelevare il segnale RF da questo VFO vi suggeriamo di utilizzare un condensatore ceramico da **10-12 pF.** Se utilizzerete delle capacità maggiori l'oscillatore potrà spegnersi.

Il segnale RF potrà essere prelevato anche per via induttiva avvolgendo sul **lato freddo** della bobina **L1,** cioè quello rivolto verso il **positivo** di alimentazione, **2-3 spire** di rame smaltato del diametro di 0,5-0,7 mm.

Per evitare di caricare il **VFO** consigliamo di utilizzare lo **stadio separatore** riportato in fig.4.

A titolo informativo precisiamo che con una bobina composta da **30 spire** provvista di presa centrale questo VFO oscilla sui **20 MHz** circa, mentre usando una bobina con **10 spire** provvista di presa centrale questo VFO oscilla sui **45 MHz** circa.

## SCHEMA di FIGURA 13




**Connessioni più comuni di un fet viste dal lato in cui escono i tre terminali Sourge - Gate - Drain.**

**R1 = 100.000 ohm**
**R2 = 180 ohm**
**C1 = 10 pF ceramico**
**C2 = 10/40 pF compensatore**
**C3 = 27 pF ceramico**
**C4 = 10.000 pF ceramico**
**FT1 = Fet di qualsiasi tipo**
**Max segnale RF = 2 volt**

Questo circuito a **Fet**, alimentato con una tensione di **12 volt**, assorbe circa **4-5 mA**.

Per avere un VFO affidabile si consiglia di collegare alla stessa pista di **massa** i componenti siglati **R1-C4** e l'estremità del circuito di sintonia **L1/C2**.

Per prelevare la RF da questo VFO si consiglia di utilizzare un condensatore ceramico da **10-12 pF** massimi.

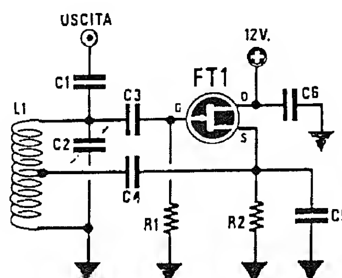
Se utilizzerete delle capacità maggiori l'oscillatore potrà spegnersi.

Per evitare di caricare il VFO vi suggeriamo di utilizzare lo stadio **separatore** riportato in fig.5.

In questo oscillatore il segnale di RF si potrebbe anche prelevare direttamente dal Sourge del Fet, utilizzando un condensatore da **10-15 pF**, oppure avvolgendo sopra alle spire della bobina **L1**, dal lato **freddo**, cioè dal lato di **massa**, un link composto da **2-3 spire** utilizzando del filo di rame del diametro di 1 mm. circa.

A titolo informativo precisiamo che con una bobina composta da **30 spire** provvista di presa centrale questo VFO oscilla sui **18 MHz** circa, mentre con una bobina composta da **15 spire** provvista di presa centrale questo VFO oscilla sui **40 MHz** circa.

## SCHEMA di FIGURA 14




**R1 = 22.000 ohm**
**R2 = 470 ohm**
**R3 = 100 ohm**
**C1 = 10 pF ceramico**
**C2 = 10/40 pF compensatore**
**C3 = 27 pF ceramico**
**C4 = 100 pF ceramico**
**C5 = 100 pF ceramico**
**C6 = 10.000 pF ceramico**
**FT1 = Fet di qualsiasi tipo**
**Max segnale RF = 0,5 volt**

Questo circuito a **Fet**, alimentato con una tensione di **12 volt**, assorbe circa **3-4 mA**.

Per avere un VFO affidabile si consiglia di collegare alla stessa pista di **massa** i componenti siglati **R1-R2-C5-C6** e l'estremità del circuito di sintonia **L1/C2**.

Per prelevare la RF da questo VFO vi suggeriamo di utilizzare un condensatore ceramico da **10-12 pF** massimi.

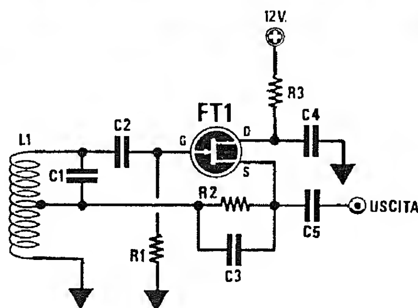
Se utilizzerete delle capacità maggiori l'oscillatore potrà spegnersi.

Per evitare di caricare il VFO vi suggeriamo di utilizzare lo stadio **separatore** riportato in fig.5.

A titolo informativo precisiamo che con una bobina composta da **30 spire** provvista di presa centrale questo VFO oscilla sui **16 MHz** circa, mentre con una bobina composta da **18 spire** e provvista di presa centrale questo VFO oscilla sui **40 MHz** circa.

In questo circuito è abbastanza **critico** il valore della resistenza **R2** e quindi in fase di realizzazione conviene sostituire la resistenza con un trimmer da **1.000 ohm** per poter così trovare il valore ideale per farlo oscillare.

## SCHEMA di FIGURA 15




**Il segnale RF si può prelevare da questo oscillatore anche per via induttiva, avvolgendo sopra a L1 (lato rivolto verso massa) un link composto da 2-3 spire.**

**R1 = 10.000 ohm**
**R2 = 390 ohm**
**R3 = 100 ohm**
**C1 = 10/40 pF compensatore**
**C2 = 27 pF ceramico**
**C3 = 27 pF ceramico**
**C4 = 10.000 pF ceramico**
**C5 = 10 pF ceramico**
**FT1 = Fet di qualsiasi tipo**
**Max segnale RF = 2 volt**

Questo circuito a **Fet**, alimentato con una tensione di **12 volt**, assorbe circa **6-7 mA**.

Per avere un VFO affidabile si consiglia di collegare alla stessa pista di **massa** i componenti siglati **R1-C4** e l'estremità del circuito di sintonia **L1/C1**.

Per prelevare la RF da questo VFO si consiglia di utilizzare un condensatore ceramico da **10-15 pF** massimi.

Se utilizzerete delle capacità maggiori l'oscillatore potrà spegnersi.

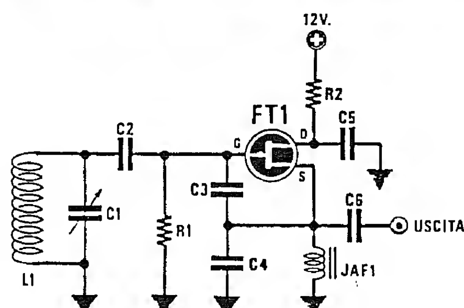
Per evitare di caricare il VFO consigliamo di utilizzare lo stadio **separatore** riportato in fig.5.

A titolo informativo precisiamo che con una bobina composta da **30 spire** provvista di presa centrale questo VFO oscilla sui **22 MHz** circa, mentre con una bobina composta da **15 spire** e provvista di presa centrale questo VFO oscilla sui **50 MHz** circa.

In questo circuito è abbastanza **critico** il valore della resistenza **R2**, quindi in fase di realizzazione conviene sostituirla con un trimmer da **1.000 ohm** per poter così trovare il valore ideale per farlo oscillare con una corrente di **6-7 mA**.



## SCHEMA di FIGURA 16




**Il segnale RF si può prelevare da questo oscillatore anche per via induttiva, avvolgendo sopra a L1 (lato rivolto verso massa) un link composto da 2-3 spire.**

**R1 = 100.000 ohm**
**R2 = 100 ohm**
**C1 = 10/40 pF compensatore**
**C2 = 27 pF ceramico**
**C3 = 33 pF ceramico**
**C4 = 33 pF ceramico**
**C5 = 10.000 pF ceramico**
**C6 = 10 pF ceramico**
**JAF1 = 10 microHenry**
**FT1 = Fet di qualsiasi tipo**
**Max segnale RF = 2 volt**

Questo circuito a **Fet**, alimentato con una tensione di **12 volt**, assorbe circa **5-7 mA**.

Per avere un VFO affidabile si consiglia di collegare alla stessa pista di **massa** i componenti siglati **R1-C4-JAF1-C5** e l'estremità del circuito di sintonia **L1/C1**.

Per prelevare la RF da questo VFO si consiglia di utilizzare un condensatore ceramico da **10-12 pF** massimi.

Se utilizzerete delle capacità maggiori l'oscillatore potrà spegnersi.

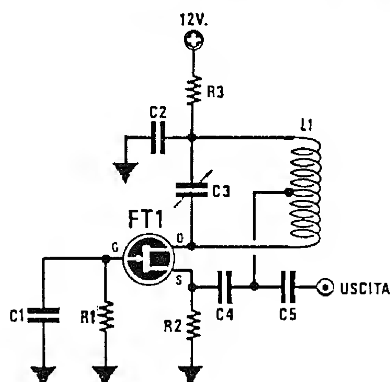
Per evitare di caricare il VFO vi suggeriamo di utilizzare lo stadio **separatore** riportato in fig.5.

A titolo informativo precisiamo che con una bobina composta da **30 spire** questo VFO oscilla sui **18 MHz** circa, mentre usando una bobina composta da **15 spire** questo VFO oscilla sui **40 MHz** circa.

In questo circuito è consigliabile ridurre la capacità di C3-C4 portandola a **22 pF**, se l'oscillatore viene progettato per frequenze superiori a 40 MHz.

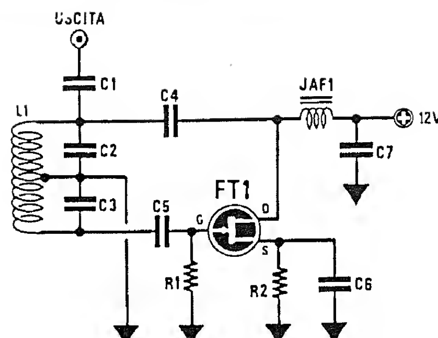
Per l'impedenza JAF1 si possono usare valori di **10-18-22-47 microHenry**.

## SCHEMA di FIGURA 17




R1 = 100.000 ohm
R2 = 220 ohm
R3 = 150 ohm
C1 = 10.000 pF ceramico
C2 = 10.000 pF ceramico
C3 = 10/40 pF compemsatore
C4 = 27 pF ceramico
C5 = 100 pF ceramico
FT1 = Fet di qualsiasi tipo
Max segnale RF = 1,8 volt

## SCHEMA di FIGURA 18




R1 = 100.000 ohm
R2 = 220 ohm
C1 = 10 pF ceramico
C2 = 27 pF ceramico
C3 = 27 pF ceramico
C4 = 33 pF ceramico
C5 = 33 pF ceramico
C6 = 10.000 pF ceramico
C7 = 10.000 pF ceramico
JAF1 = 1 milliHenry
FT1 = Fet di qualsiasi tipo
Max segnale RF = 2,5 volt

Questo circuito a **Fet**, alimentato con una tensione di **12 volt**, assorbe circa **5-6 mA.**

Per avere un VFO affidabile si consiglia di collegare alla stessa pista di **massa** i componenti siglati **C1-C2-R1-R2**.

Per prelevare la RF da questo VFO si consiglia di utilizzare un condensatore ceramico da **82-100 pF** massimi.

Se utilizzerete delle capacità maggiori l'oscillatore potrà spegnersi.

Per evitare di caricare il VFO vi suggeriamo di utilizzare lo stadio **separatore** riportato in fig.5.

A titolo informativo precisiamo che con una bobina composta da **30 spire** provvista di presa centrale questo VFO oscilla sui **20 MHz** circa, mentre con una bobina composta da **18 spire** e provvista di presa centrale questo VFO oscilla sui **40 MHz** circa.

In questo circuito potrebbe risultare necessario aumentare la capacità di **C4** portandola da 27 pF a **39-47 pF** se l'oscillatore viene progettato per frequenze inferiori a **15 MHz**.

Questo circuito a **Fet**, alimentato con una tensione di **12 volt**, assorbe circa **6-7 mA**.

Per avere un VFO affidabile si consiglia di collegare alla stessa pista di **massa** i componenti siglati **R1-R2-C6-C7.**

Per prelevare la RF da questo VFO si consiglia di utilizzare un condensatore ceramico da **10-15 pF** massimi.

Se utilizzerete delle capacità maggiori l'oscillatore potrà spegnersi.

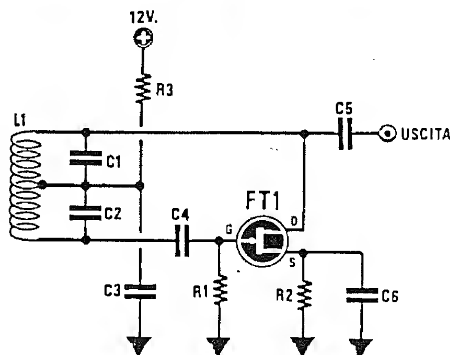
Per evitare di caricare il VFO vi suggeriamo di utilizzare lo stadio **separatore** riportato in fig.5.

A titolo informativo possiamo precisare che con una bobina composta da **30 spire** provvista di presa centrale, questo VFO oscilla sui **25 MHz** circa, mentre con una bobina composta da **15 spire** provvista di presa centrale questo VFO oscilla sui **50 MHz** circa.

Per variare la frequenza si può inserire all'interno della bobina un nucleo ferromagnetico, oppure applicare ai capi della bobina **L1** un compensatore di **10/30 pF**.

L'impedenza **JAF1** non deve mai risultare inferiore a **1 milliHenry**.

## SCHEMA di FIGURA 19




R1 = 22.000 ohm
R2 = 220 ohm
R3 = 120 ohm
C1 = 27 pF ceramico
C2 = 27 pF ceramico
C3 = 10.000 pF ceramico
C4 = 33 pF ceramico
C5 = 10 pF ceramico
C6 = 10.000 pF ceramico
FT1 = Fet di qualsiasi tipo
Max segnale RF = 2,5 volt

Questo circuito a **Fet**, alimentato con una tensione di **12 volt**, assorbe circa **6-7 mA**.

Per avere un VFO affidabile si consiglia di collegare alla stessa pista di **massa** i componenti siglati **C3-R1-R2-C6.**

Per prelevare la RF da questo VFO si consiglia di utilizzare un condensatore ceramico da **10-15 pF** massimi. Se utilizzerete delle capacità maggiori l'oscillatore potrà spegnersi.

Per evitare di caricare il VFO vi suggeriamo di utilizzare lo stadio **separatore** riportato in fig.5.

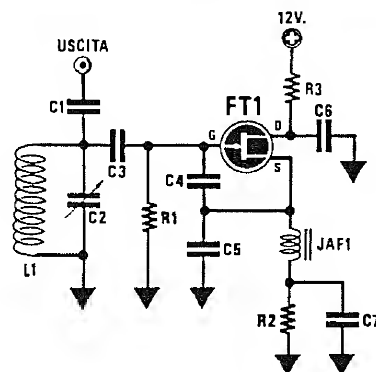
A titolo informativo precisiamo che con una bobina composta da **30 spire** provvista di presa centrale, questo VFO oscilla sui **24 MHz** circa, mentre con una bobina composta da **15 spire** e provvista di presa centrale questo VFO oscilla sui **45 MHz** circa.

Se questo circuito viene alimentato con tensioni di 9 volt circa, conviene ridurre il valore della **R2** portandolo dagli attuali 220 ohm a **150-120 ohm.**

Per variare la frequenza si può inserire all'interno della bobina un nucleo ferromagnetico, oppure applicare ai capi della bobina **L1** un compensatore di **10/30 pF**.



## SCHEMA di FIGURA 20




R1 = 100.000 ohm
R2 = 100 ohm
R3 = 120 ohm
C1 = 10 pF ceramico
C2 = 10/40 pF compensatore
C3 = 33 pF ceramico
C4 = 27 pF ceramico
C5 = 27 pF ceramico
C6 = 10.000 pF ceramico
C7 = 10.000 pF ceramico
JAF1 = 10 microHenry
FT1 = Fet di qualsiasi tipo
Max segnale RF = 2 volt

Questo circuito a **Fet**, alimentato con una tensione di **12 volt**, assorbe circa **6-7 mA**.

Per avere un VFO affidabile si consiglia di collegare alla stessa pista di **massa** i componenti siglati **R1-R2-C5-C6-C7** e l'estremità del circuito di sintonia **L1/C2**.

Per prelevare la RF da questo VFO si consiglia di utilizzare un condensatore ceramico da **10-15 pF** massimi.

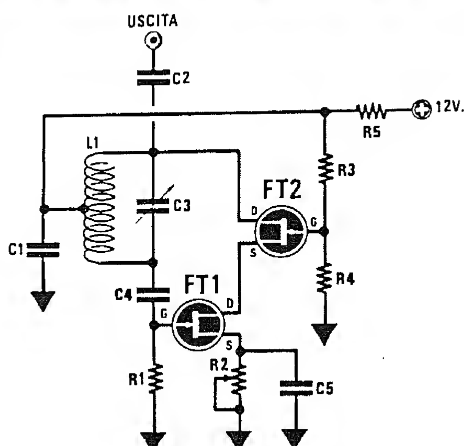
Se utilizzerete delle capacità maggiori l'oscillatore potrà spegnersi.

Per evitare di caricare il VFO vi suggeriamo di utilizzare lo stadio **separatore** riportato in fig.5.

A titolo informativo precisiamo che con una bobina composta da **30 spire** provvista di presa centrale questo VFO oscilla sui **18 MHz** circa, mentre con una bobina composta da **15 spire** e provvista di presa centrale questo VFO oscilla sui **45 MHz** circa.

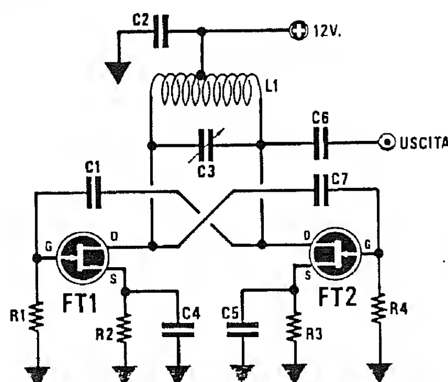
In questo circuito occorre usare per **C4-C5** due identiche capacità e una impedenza **JAF1** il cui valore non risulti mai inferiore a **10 microhenry** o superiore a **100 microHenry**.

## SCHEMA di FIGURA 21




R1 = 220.000 ohm
R2 = 4.700 trimmer
R3 = 220.000 ohm
R4 = 220.000 ohm
R5 = 100 ohm
C1 = 10.000 pF ceramico
C2 = 10 pF ceramico
C3 = 10/40 pF compensatore
C4 = 470 pF ceramico
C5 = 10.000 pF ceramico
FT1/FT2 = 2 identici fet
Max segnale RF = 3 volt

## SCHEMA di FIGURA 22




R1 = 47.000 ohm
R2 = 220 ohm
R3 = 220 ohm
R4 = 47.000 ohm
C1 = 27 pF ceramico
C2 = 10.000 pF ceramico
C3 = 10/40 pF compensatore
C4 = 10.000 pF ceramico
C5 = 10.000 pF ceramico
C6 = 10 pF ceramico
C7 = 27 pF ceramico
FT1-FT2 = Fet di qualsiasi tipo
Max segnale RF = 3 volt

Questo circuito che utilizza due **Fet**, alimentato con una tensione di **12 volt**, assorbe circa **3-4 mA.**

Per avere un VFO affidabile si consiglia di collegare alla stessa pista di **massa** i componenti siglati **C1-R1-R2-C5**.

Per prelevare la RF da questo VFO vi suggeriamo di utilizzare un condensatore ceramico da **10-15 pF** massimi.

Se utilizzerete delle capacità maggiori l'oscillatore potrà spegnersi.

Il trimmer **R2** applicato sul Sourge del Fet siglato **FT1** andrà tarato in modo da far assorbire allo stadio oscillatore una corrente di circa **3-4 milliamper.**

Se il VFO viene fatto oscillare su frequenze maggiori di **40 MHz**, consigliamo di ridurre il valore del condensatore **C4** portandolo dagli attuali **470 pF** a **100 pF** o anche meno.

A titolo informativo precisiamo che con una bobina composta da **30 spire** provvista di presa centrale, questo VFO oscilla sui **26 MHz** circa, mentre con una bobina composta da **15 spire** e provvista di presa centrale questo VFO oscilla sui **50 MHz** circa.

Questo circuito, che utilizza due **Fet**, assorbe circa **6 mA** con una tensione di alimentazione di 12 volt.

Il segnale di RF si può prelevare da questo oscillatore avvolgendo un "link" da 2-3 spire al centro della bobina L1 o prelevandolo da un Drain con un condensatore da 10 pF (vedi C6).

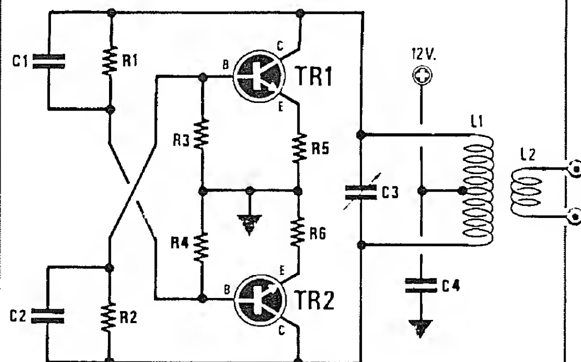
A titolo informativo precisiamo che con una bobina composta da **30 spire** con presa centrale questo VFO oscilla sui **18 MHz** circa, mentre con una bobina composta da **7 spire** con presa centrale, oscilla sui **60 MHz** circa.

In questo circuito le capacità dei due condensatori **C1-C7** non devono mai superare la capacità totale del compensatore di accordo **C3**.

Nel nostro schema abbiamo consigliato di utilizzare per **C1-C7** una capacità di **27 pF**, valore che potrete comunque modificare da un massimo di **33 pF** fino ad un minimo di **18 pF.**

Scegliete per FT1-FT2 due fet identici. Se notate che l'oscillatore genera delle frequenze spurie, collegate tra la presa centrale e la tensione positiva di alimentazione una piccola impedenza di radiofrequenza da 10 o più microHenry. Il condensatore di fuga C2 da 10.000 pF andrà collegato tra la presa centrale di L1 ed il punto di massa più vicino a C4-C5.

## SCHEMA di FIGURA 23




**R1 = 100.000 ohm**
**R2 = 100.000 ohm**
**R3 = 10.000 ohm**
**R4 = 10.000 ohm**
**R5 = 220 ohm**
**R6 = 220 ohm**
**C1 = 33 pF ceramico**
**C2 = 33 pF ceramico**
**C3 = 10/40 pF compensatore**
**C4 = 10.000 pF ceramico**
**TR1-TR2 = transistor NPN**
**Max segnale RF = 4 volt**

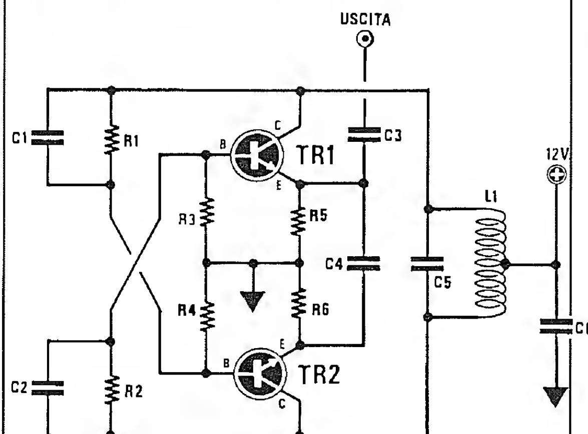
Questo circuito, che utilizza due **transistor**, assorbe circa **18 mA** con una tensione di alimentazione di 12 volt.

Per prelevare la RF da questo oscillatore si utilizza un link (vedi L2) composto da 2-3 spire avvolte sulla parte centrale di L1.

A titolo informativo precisiamo che con una bobina composta da **30 spire** con presa centrale, questo VFO oscilla sui **18 MHz** circa, mentre con una bobina composta da **7 spire** con presa centrale, oscilla sui **60 MHz** circa.

Modificando il valore delle capacità **C1-C2**, varierà l'assorbimento ed anche il rendimento di questo stadio. Se il circuito viene alimentato a **9 volt**, dovrete ridurre il valore ohmico delle due resistenze **R1-R2**. Scegliete per **TR1-TR2** due transistor con identico "beta". Per evitare instabilità, collegate tra la presa centrale di L1 e la tensione positiva di alimentazione una impedenza RF da 10-22 microHenry. Il condensatore C4 deve essere collegato tra la presa centrale di L1 e la massa.

## SCHEMA di FIGURA 24




**R1 = 100.000 ohm**
**R2 = 100.000 ohm**
**R3 = 10.000 ohm**
**R4 = 10.000 ohm**
**R5 = 220 ohm**
**R6 = 220 ohm**
**C1 = 27 pF ceramico**
**C2 = 27 pF ceramico**
**C3 = 22 pF ceramico**
**C4 = 33 pF ceramico**
**C5 = 10/40 pF compensatore**
**C6 = 10.000 pF ceramico**
**TR1-TR2 = transistor NPN**
**Max segnale RF = 4 volt**

Questo circuito, che utilizza due **transistor**, assorbe circa **18 mA** con una tensione di alimentazione di 12 volt.

A differenza del precedente oscillatore, in questo circuito il segnale di RF si preleva direttamente dagli Emettitori dei due transistor.

A titolo informativo precisiamo che con una bobina composta da **30 spire** con presa centrale, questo VFO oscilla sui **18 MHz** circa, mentre con una bobina composta da **7 spire** con presa centrale, oscilla sui **60 MHz** circa.

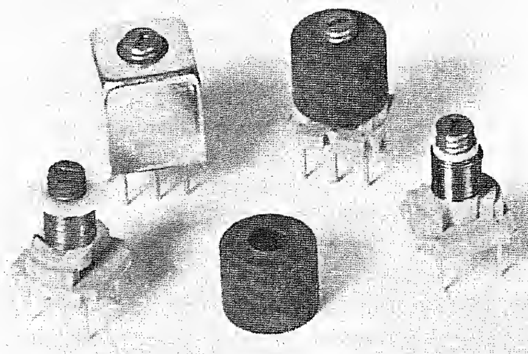
Modificando il valore delle capacità **C1-C2**, varierà l'assorbimento ed anche il rendimento di questo stadio.

Se alimentate il circuito con una tensione di **9 volt**, dovrete ridurre il valore ohmico delle due resistenze **R1-R2**.

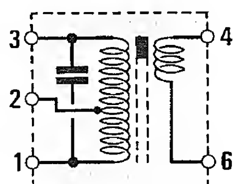
Scegliete per **TR1-TR2** due transistor con identico "beta" .

# CARATTERISTICHE MF

Qui sotto abbiamo elencato tutti i valori d'impedenza presenti tra i terminali 1-2-3 delle più comuni MF da 455 KHz a 10,7 MHz con il loro nucleo ferromagnetico ruotato da un estremo all'altro. Questi dati vi potranno servire per effettuare delle sostituzioni con altri tipi di MF aventi sigle diverse ed anche per conoscere se la presa centrale contrassegnata dal numero 2 sia più vicina al terminale 3 o all'1. Il minuscolo condensatore ceramico di accordo presente in molte MF risulta spesso invisibile perchè inglobato nella plastica dello zoccolo. Nei disegni abbiamo evidenziato quando l'avvolgimento secondario (terminali 4-6) è posto verso il lato del terminale 1 o verso il lato del terminale 3 oppure al centro.



## AM1 = 455 KHz nucleo GIALLO

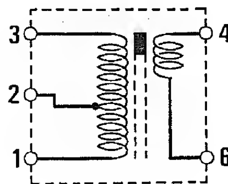



impedenza primario
1-2 = 101-210 microH.
2-3 = 156-340 microH.
1-3 = 500-990 microH.

impedenza secondario
4-6 = 5,5-15 microH.

capacità 180 pF

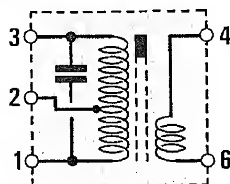
## FM1 = 10,7 MHz nucleo ROSA




impedenza primario
1-2 = 0,7-1,0 microH.
2-3 = 1,1-1,7 microH.
1-3 = 3,0-5,0 microH.

impedenza secondario
4-6 = 0,1-0,2 microH.

## AM2 = 455 KHz nucleo BIANCO

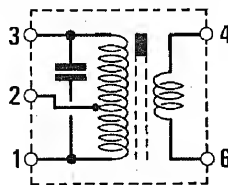



impedenza primario
1-2 = 88-180 microH.
2-3 = 147-320 microH.
1-3 = 470-980 microH.

impedenza secondario
4-6 = 5,1-13 microH.

capacità 180 pF

## FM2 = 10,7 MHz nucleo ARANCIO

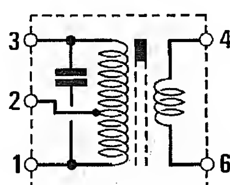



impedenza primario
1-2 = 0,7-1,0 microH.
2-3 = 1,1-1,9 microH.
1-3 = 3,0-5,0 microH.

impedenza secondario
4-6 = 0,1-0,15 microH.

capacità 47 pF

## AM3 = 455 KHz nucleo NERO

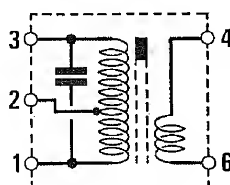



impedenza primario
1-2 = 250-450 microH.
2-3 = 42 - 70 microH.
1-3 = 480-880 microH.

impedenza secondario
4-6 = 16 - 27 microH.

capacità 180 pF

## FM3 = 10,7 MHz nucleo VERDE

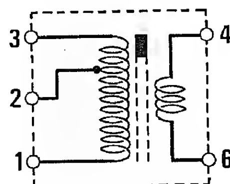



impedenza primario
1-2 = 0,7-1,0 microH.
2-3 = 0,9-1,5 microH.
1-3 = 2,5-4,6 microH.

impedenza secondario
4-6 = 0,1-0,15 microH.

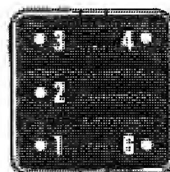
capacità 47 pF

## OAM = 455 KHz nucleo ROSSO




impedenza primario
1-2 = 220-540 microH.
2-3 = 0,3 - 0,7 microH.
1-3 = 230-600 microH.

impedenza secondario
4-6 = 1,5-3,6 microH.

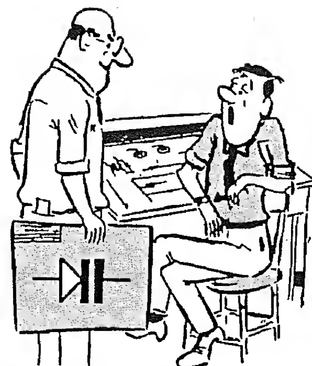



Numerazione dei terminali dello zoccolo di una MF visti da sotto. Lo schermo metallico della MF va sempre collegato a massa.

Per variare la frequenza di sintonia di un VFO si usa normalmente un **compensatore**, che viene ruotato fino ad ottenere la frequenza richiesta.

Laddove sia necessario variare frequentemente la frequenza generata, sarà molto più vantaggioso utilizzare in sua sostituzione dei **diodi varicap**, cioè dei diodi particolari che presentano la caratteristica di modificare la propria **capacità interna** al variare della tensione che viene applicata sui loro terminali.

Di questi diodi se ne possono trovare da **500 pF massimi** adatti per circuiti oscillatori per Onde Medie e Corte, oppure di capacità nettamente inferiori pari a **40-30-20-15 pF massimi** adatte per oscillatori **OC-VHF-UHF**.



# VFO con sintonia a DIODI VARICAP

Ogni diodo varicap è costruito per accettare una tensione **massima** ben definita, cioè **12-25-30 volt**, quindi se ad un diodo con una tensione di lavoro di **12 volt** viene applicata una tensione di **30 volt**, il diodo si danneggia, mentre se ad un diodo con una tensione di lavoro di **30 volt** viene applicata una tensione di **12 volt**, non si riuscirà mai a scendere alla sua **minima** capacità (vedi grafici di figg.6-7).

Per rendere più **stabile** lo stadio oscillatore si preferisce applicare ai capi della bobina di sintonia due diodi varicap posti in **serie**, ma così facendo si ha lo svantaggio di **dimezzare** la loro capacità.

Dei **doppi diodi** posti in **serie** e racchiusi entro un unico involucro sono facilmente reperibili, con il **catodo** collegato al terminale di controllo (vedi fig.4).

Se la bobina di sintonia **L1** è collegata a **massa** (vedi fig.2), dovrete collegare gli **anodi** ai capi della bobina e i due **catodi** al potenziometro della sintonia.

In questa configurazione, **più tensione** applicherete ai diodi tramite il potenziometro, più la capacità **scenderà** verso il suo **minimo.**

Se la bobina di sintonia **L1** è collegata al **positivo** di alimentazione (vedi fig.3), dovrete collegare i **catodi** ai capi della bobina e i due **anodi** al potenziometro della sintonia.

In questa configurazione, **più tensione** applicherete ai diodi tramite il potenziometro, più la capacità **aumenterà** verso il suo **massimo.**

Ricordate di collegare le due estremità dei diodi varicap direttamente alle due estremità della bobina **L1** e di collegare, vicinissima ai due diodi una resistenza, il cui valore potrà essere scelto nell'ambito di quelli compresi tra **47.000 ohm** e **100.000 ohm**.




**Fig.1 Simbolo grafico diodi Varicap.**

| sigla varicap | capacità max.-min. | massima tensione | idoneo per | fig. 4 |
|---|---|---|---|---|
| BB.104 | 40 - 8 pF | 30 volt | FM-TV | D |
| BB.105 | 20 - 3 pF | 30 volt | VHF-UHF | B |
| BB.106 | 50 - 2 pF | 25 volt | VHF | B |
| BB.109 | 39 - 6 pF | 30 volt | AFC-UHF | B |
| BB.112 | 500 - 15 pF | 12 volt | OM | C |
| BB.119 | 25 - 3 pF | 15 volt | AFC VHF | A |
| BB.121 | 17 - 3 pF | 32 volt | VHF-UHF | A |
| BB.122 | 20 - 3 pF | 25 volt | VHF | A |
| BB.130 | 600 - 8 pF | 30 volt | OM | C |
| BB.139 | 30 - 5 pF | 25 volt | VHF | A |
| BB.142 | 18 - 2 pF | 28 volt | VHF-UHF | A |
| BB.204 | 65 - 15 pF | 30 volt | FM | D |
| BB.205 | 20 - 3 pF | 30 volt | VHF-UHF | B |
| BB.212 | 500 - 15 pF | 12 volt | OM | D |
| BB.222 | 18 - 2 pF | 28 volt | VHF-UHF | A |
| BB.329 | 35 - 3 pF | 28 volt | VHF | A |
| BB.405 | 9 - 2 pF | 28 volt | VHF-UHF | A |
| BB.417 | 15 - 2 pF | 20 volt | AFC-VHF | A |
| BB.500 | 20 - 2 pF | 15 volt | VHF | A |
| BB.505 | 15 - 3 pF | 28 volt | VHF-UHF | A |
| BB.509 | 500 - 35 pF | 12 volt | OM | E |
| BB.809 | 43 - 2 pF | 28 volt | VHF | A |
| BB.909 | 30 - 3 pF | 30 volt | VHF | A |
| BB.910 | 38 - 2 pF | 32 volt | VHF | A |
| BB.911 | 63 - 2 pF | 32 volt | VHF | A |
| BA.243 | 3,5 - 1,5 pF | 35 volt | VHF-UHF | A |
| MVAM.115 | 500 - 25 pF | 15 volt | OM | E |
| MV.104 | 70 - 15 pF | 32 volt | FM | D |
| MV.109 | 35 - 6 pF | 30 volt | AFC-VHF | B |
| MV.209 | 35 - 6 pF | 30 volt | AFC-VHF | E |

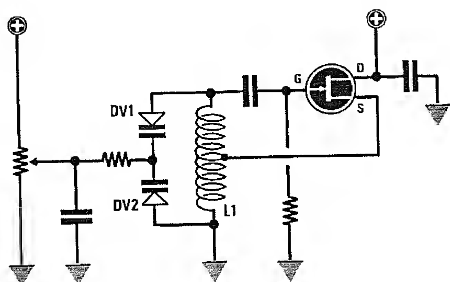



**Fig.2 Se la bobina di sintonia L1 risulta collegata a massa, dovrete collegare insieme i due terminali "K" dei diodi varicap e applicare su questi una tensione positiva che preleverete dal potenziometro di sintonia.**

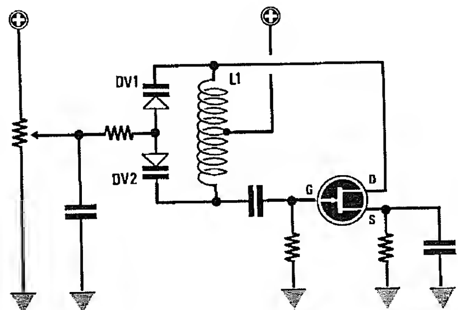



**Fig.3 Se la bobina di sintonia L1 risulta collegata al positivo di alimentazione, dovrete collegare insieme i due terminali "A" ed applicare su questi una tensione positiva che preleverete da un potenziometro.**

All'opposta estremità di tale resistenza collegherete, verso **massa**, un condensatore di fuga, preferibilmente **ceramico**, che potrete scegliere di valore compreso tra **4.700** e **10.000 picoFarad**.

Dal punto di giunzione di questa resistenza/capacità potrete raggiungere il cursore del potenziometro di sintonia anche con un filo molto lungo, poiché su quest'ultimo scorre soltanto una tensione continua.

Per evitare che questo filo possa captare del segnale di RF, si potrebbe collegare tra il cursore del potenziometro e la **massa** un condensatore **ceramico** da **1.000 pF**.

Per sapere quale capacità si ottenga applicando o togliendo tensione, dovrete soltanto ricordare che la capacità è inversa al valore di tensione, quindi:

**MASSIMA** capacità con **MINIMA** tensione
**MINIMA** capacità con **MASSIMA** tensione

Pertanto se sceglierete un diodo varicap da **30 pF** che richieda una tensione **massima** di **25 volt**, otterrete queste condizioni:

- applicando una tensione di **0 volt**, avrete la **massima** capacità, cioè **30 pF**;

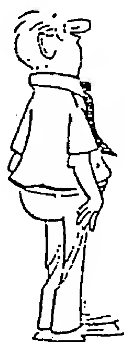
- applicando una tensione di **25 volt**, avrete la **minima** capacità che deve risultare di **3-5-8 pF** a seconda delle caratteristiche del diodo;

- applicando una tensione **massima** di **12 volt**, la sua capacità non potrà mai scendere sotto ai **15 pF** circa.

Quasi tutti i diodi varicap hanno una loro **frequenza massima** di lavoro, quindi se scegliete un diodo consigliato per funzionare fino ad un massimo di **30/40 MHz** e lo utilizzate in un oscillatore **VHF**, questo potrebbe impedire al VFO di oscillare.

Se scegliete un diodo per la **VHF** per usarlo sulle **Onde Corte**, otterrete **poca capacità**, che potrete comunque **raddoppiare** collegandone due in **parallelo**.





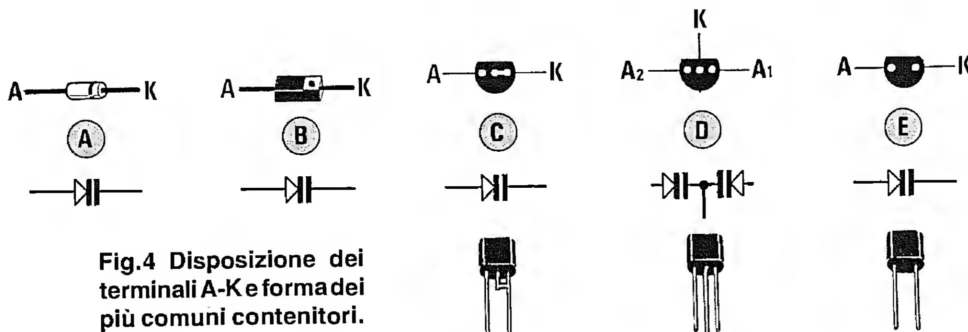
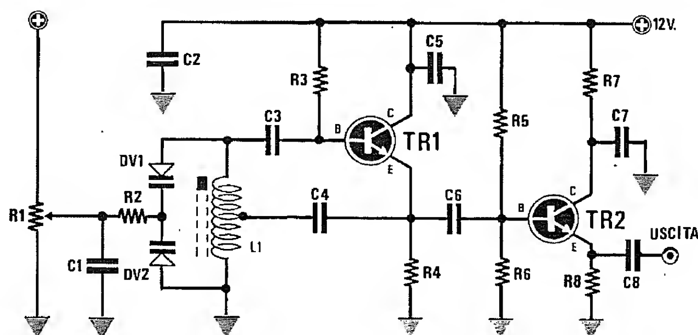



**Fig.4 Disposizione dei terminali A-K e forma dei più comuni contenitori.**

## VFO con 2 TRANSISTOR NPN (fig.5)




R1 = 10.000 ohm potenziometro
R2 = 47.000 ohm 1/4 watt
R3 = 100.000 ohm 1/4 watt
R4 = 330 ohm 1/4 watt
R5 = 22.000 ohm 1/4 watt
R6 = 4.700 ohm 1/4 watt
R7 - R8 = 100 ohm 1/4 watt
C1 = 10.000 pF ceramico
C2 = 10.000 pF ceramico
C3 = 22 pF ceramico
C4 = 47 pF ceramico
C5 = 4.700 pF ceramico
C6 = 100 pF ceramico
C7 = 10.000 pF ceramico
C8 = 330 pF ceramico
DV1-DV2 = diodi varicap
TR1-TR2 = transistor NPN
Max segnale RF = 4 volt

Questo circuito, che utilizza due transistor NPN, assorbe circa **25 mA** con una tensione di alimentazione di 12 volt.

Per realizzare questo circuito occorre una bobina provvista di **presa centrale**.

I diodi varicap andranno scelti in funzione della gamma di frequenza alla quale si desidera operare.

Disponendo di un frequenzimetro digitale potrete controllare in funzione del numero di spire di **L1** e della capacità dei diodi varicap **DV1-DV2**, quale gamma di frequenze riuscirete a coprire ruotando da un estremo all'altro il cursore del potenziometro di sintonia **R1**.

La tensione **positiva** da applicare al potenziometro **R1** sarà quella **massima** richiesta dai diodi varicap, quindi potrà variare da un **minimo** di **12 volt** fino ad un **massimo** di **30 volt**.

Per avere un VFO affidabile si consiglia di collegare alla stessa pista di **massa** i componenti siglati **L1-R4-C5**.

A titolo puramente indicativo precisiamo che con una bobina composta da **24 spire** con presa centrale, questo VFO oscilla sui **30 MHz** circa, mentre con una bobina composta da **8 spire** con presa centrale oscilla sui **60 MHz** circa.

Questo circuito riesce ad oscillare anche oltre i **100 MHz** sempre che si tengano dei collegamenti corti.

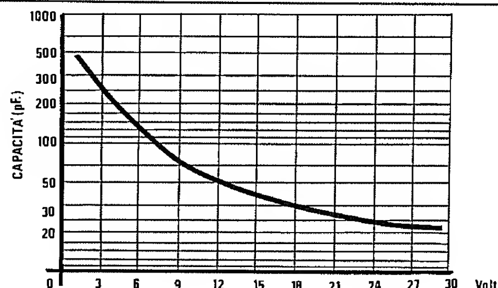



**Fig.6 La capacità di un diodo varicap non è mai proporzionale al valore della tensione.**

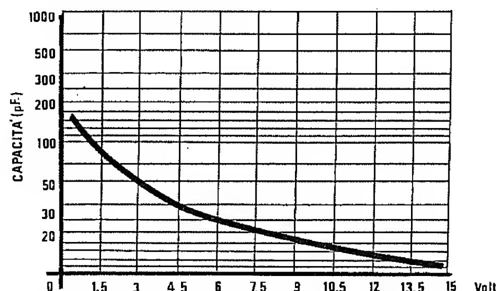
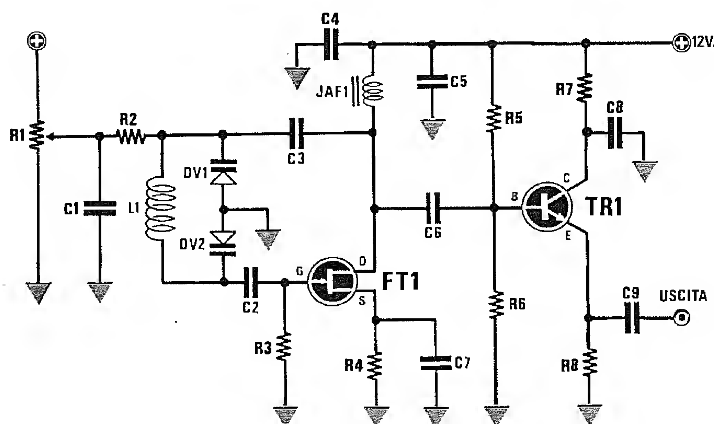



**Fig.7 Vi sono diodi che richiedono una tensione massima di 25 volt oppure 15 volt.**

## VFO con 1 FET e 1 TRANSISTOR NPN (fig.8)




| | | |
|---|---|---|
| R1 = 10.000 ohm potenziometro | R8 = 100 ohm 1/4 watt | C7 = 47 pF ceramico |
| R2 = 47.000 ohm 1/4 watt | C1 = 10.000 pF ceramico | C8 = 10.000 pF ceramico |
| R3 = 100.000 ohm 1/4 watt | C2 = 47 pF ceramico | C9 = 330 pF ceramico |
| R4 = 100 ohm 1/4 watt | C3 = 56 pF ceramico | JAF1 = 10 microhenry |
| R5 = 22.000 ohm 1/4 watt | C4 = 10.000 pF ceramico | DV1-DV2 = diodi varicap |
| R6 = 4.700 ohm 1/4 watt | C5 = 4.700 pF ceramico | FT1 = fet J310 e equivalenti |
| R7 = 100 ohm 1/4 watt | C6 = 10 pF ceramico | TR1 = transistor NPN |

Questo circuito, che utilizza un Fet ed un transistor NPN, assorbe circa **25 mA** con una tensione di alimentazione di 12 volt.

Per realizzare questo circuito occorre una bobina **sprovvista** di presa centrale.

I diodi varicap andranno scelti in funzione della gamma di frequenze alla quale si desidera operare, collegando in questo caso gli **anodi** a massa.

Disponendo di un frequenzimetro digitale potrete controllare in funzione del numero di spire di **L1** e della capacità dei diodi varicap **DV1-DV2**, quale gamma di frequenze riuscirete a coprire ruotando da un estremo all'altro il cursore del potenziometro di sintonia **R1**.

La tensione **positiva** da applicare al potenziometro **R1** sarà quella **massima** richiesta dai diodi varicap, quindi potrà variare da un **minimo** di **12 volt** fino ad un **massimo** di **30 volt**.

Per avere un VFO affidabile si consiglia di collegare alla stessa pista di **massa** il terminale **centrale** dei diodi varicap e i componenti siglati **R3-R4-C4-C7.**

A titolo puramente indicativo precisiamo che con una bobina composta da **10 spire** con presa centrale questo VFO oscilla sui **70 MHz** circa, mentre con una bobina composta da **5 spire** con presa centrale oscilla sui **150 MHz** circa.

Questo circuito riesce ad oscillare anche oltre i **200 MHz**.

**NOTE per VFO**

Tutti i VFO nei quali, per variare la sintonia, vengono utilizzati dei diodi varicap, dei condensatori variabili o dei compensatori, devono essere alimentati con una tensione **stabilizzata** per evitare slittamenti di frequenza causati da variazioni della tensione di alimentazione.

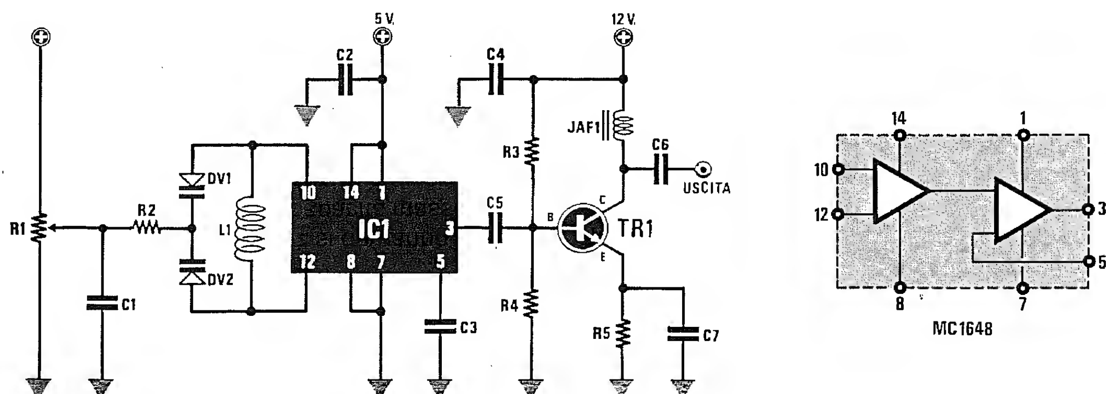
Se il VFO viene utilizzato per pilotare degli stadi amplificatori di un qualsiasi ricetrasmettitore, è assolutamente necessario racchiuderlo in un **contenitore metallico** che lo schermi totalmente.

Tutti i VFO **non schermati** capteranno sempre e con estrema facilità del segnale RF dallo stadio finale di potenza, dando origine ad **instabilità** ed **autooscillazioni.**

Se lo stadio finale è modulato in **AM**, non dovrete alimentare con la stessa tensione il VFO, perchè le variazioni d'ampiezza del segnale modulante, raggiungendo il VFO, lo farebbero slittare in frequenza.

Se i VFO, nei primi minuti di funzionamento, **slittano** leggermente in frequenza, quando il corpo dei transistor o dei fet si sarà stabilizzato in temperatura, la frequenza risulterà più stabile.

## VFO con l'integrato MC.1648 (fig.9)




| | | |
|---|---|---|
| **R1 = 10.000 potenziometro** | **C2 = 47.000 pF ceramico** | **DV1 = diodo varicap** |
| **R2 = 56.000 ohm 1/4 watt** | **C3 = 1.000 pF ceramico** | **DV2 = diodo varicap** |
| **R3 = 18.000 ohm 1/4 watt** | **C4 = 10.000 pF ceramico** | **JAF1 = imped. 10 microhenry** |
| **R4 = 10.000 ohm 1/4 watt** | **C5 = 220 pF ceramico** | **TR1 = NPN tipo BFR.36** |
| **R5 = 10 ohm 1/4 watt** | **C6 = 1.000 pF ceramico** | **IC1 = MC.1648** |
| **C1 = 10.000 pF ceramico** | **C7 = 1.000 pF ceramico** | **Max segnale RF = 4 volt** |

Questo circuito, che utilizza l'integrato **MC.1648** della Motorola, assorbe in totale circa **25 mA**.

Facciamo presente che l'integrato **MC.1648** andrà necessariamente alimentato a **5 volt**, mentre il transistor **TR1** andrà alimentato a **12 volt.**

I diodi varicap andranno scelti in funzione della gamma di frequenze alla quale si desidera operare.

Disponendo di un frequenzimetro digitale potrete controllare in funzione del numero di spire di **L1** e della capacità dei diodi varicap **DV1-DV2**, quale gamma di frequenze riuscirete a coprire ruotando da un estremo all'altro il cursore del potenziometro di sintonia **R1**.

La tensione **positiva** da applicare al potenziometro **R1** sarà quella **massima** richiesta dai diodi varicap, quindi potrà variare da un **minimo** di **12 volt** fino ad un **massimo** di **30 volt.**

Se la bobina **L1** assieme ai due diodi varicap **DV1-DV2** viene fissata con piste cortissime ai terminali **10-12** degli integrati **MC.1648**, si potrà ottenere un valido VFO in grado di lavorare da un minimo di **1 MHz** fino ad un massimo di circa **200 MHz**.

Per raggiungere i **200 MHz** si dovranno scegliere dei diodi varicap con una capacità massima non superiore ai **30 picoFarad,** mentre, per lavorare su frequenze nell'ordine o minori di **10 MHz**, si dovranno scegliere dei diodi varicap con una capacità di **500 picoFarad.**

A titolo puramente indicativo possiamo anche precisare quante spire sarà necessario avvolgere per **L1**, utilizzando un supporto che abbia un diametro compreso tra **5-6 millimetri** e del filo di rame del diametro di circa **0,5 mm.**

| | | |
|---|---|---|
| **6- 10 MHz** | **30-40** | **spire unite** |
| **18- 25 MHz** | **15-10** | **spire unite** |
| **40- 50 MHz** | **9-8** | **spire unite** |
| **80-100 MHz** | **6-7** | **spire unite** |
| **110-150 MHz** | **5-6** | **spire spaziate** |
| **150-200 MHz** | **4-5** | **spire spaziate** |

Aumentando il diametro della bobina, il numero di spire si ridurrà.

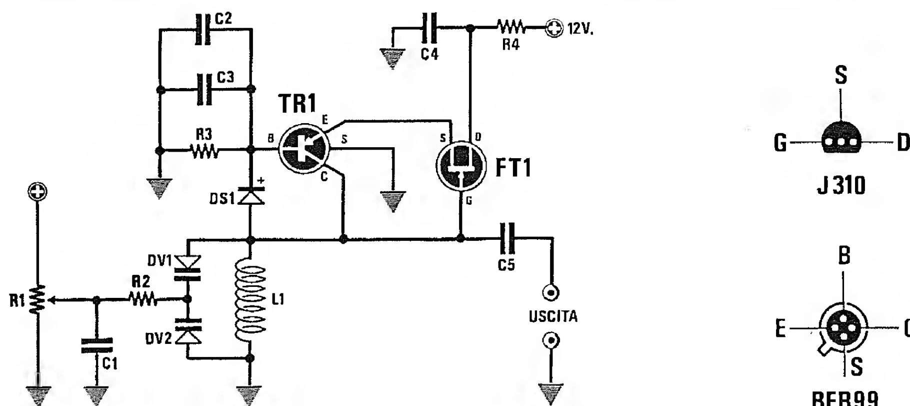
Per frequenze minori di **10 MHz**, potrete avvolgere le spire anche su due strati e per abbassare ulteriormente la frequenza potrete inserire all'interno della bobina un nucleo **ferromagnetico.**

Per frequenze superiori ai **100 MHz** le spire andranno leggermente **spaziate.**

Allargando la spaziatura tra spira e spira, la frequenza **aumenta**, restringendola, la frequenza **diminuisce.**

In questo oscillatore potrete utilizzare, in sostituzione della bobina **L1,** anche delle impedenze **JAF** (vedi paragrafo relativo nella pagina di destra).

## VFO con TRANSISTOR PNP ed 1 FET (fig.10)




R1 = 10.000 ohm potenziometro
R2 = 56.000 ohm 1/4 watt
R3 = 10.000 ohm 1/4 watt
R4 = 100 ohm 1/4 watt
C1 - C2 = 10.000 pF ceramico
C3 = 100 pF ceramico
C4 = 10.000 pF ceramico
C5 = 47 pF ceramico
DV1 = diodo varicap
DV2 = diodo varicap
DS1 = diodo schottky HP.5082
FT1 = J310 o equivalente
TR1 = PNP tipo BFR.99
Max segnale RF = 5 volt

Questo circuito, che utilizza un transistor PNP per **VHF** ed un fet, assorbe circa **25 mA** con una tensione di alimentazione di 12 volt.

Questo VFO è veramente fenomenale perchè riesce ad oscillare da un minimo di **1 MHz** fino ad un massimo di **450 MHz** con una bobina composta da **1 spira.**

I diodi varicap andranno scelti in funzione della gamma di frequenza alla quale si desidera operare.

Disponendo di un frequenzimetro digitale potrete controllare in funzione del numero di spire di **L1** e della capacità dei diodi varicap **DV1-DV2**, quale gamma di frequenze riuscirete a coprire ruotando da un estremo all'altro il cursore del potenziometro di sintonia **R1**.

La tensione **positiva** da applicare al potenziometro **R1** sarà quella **massima** richiesta dai diodi varicap, quindi potrà variare da un **minimo** di **12 volt** fino ad un **massimo** di **30 volt**.

Per avere un VFO affidabile si consiglia di collegare alla stessa pista di **massa** i componenti siglati **L1-R3-C2-C3.**

A titolo puramente indicativo precisiamo che con una bobina composta da **10 spire** questo VFO oscilla sui **70 MHz** circa, mentre con una bobina composta da **5 spire** oscilla sui **150 MHz** circa.

### BOBINE con IMPEDENZE JAF

Nei VFO che richiedono delle bobine di sintonia **senza presa centrale**, queste potranno essere sostituite con delle minuscole **impedenze** di RF.

Il solo vantaggio offerto da queste impedenze, è che la loro induttanza non può essere modificata, come invece, e assai facilmente, è possibile fare con qualsiasi bobina composta da un certo numero di spire.

Se inserendo in un VFO una bobina composta da **10 spire**, noterete che il circuito oscilla su una frequenza più alta del richiesto, potrete riavvolgere la bobina con un maggior numero di spire, ad esempio **15 spire**.

Se noterete che il circuito oscilla su una frequenza più bassa, potrete riavvolgere la bobina con un minor numero di spire, ad esempio **8** o **7 spire.** Le impedenze **JAF** possono essere reperite soltanto con dei valori **standard**, che possono risultare inferiori ad **1 microHenry**:

**0,27 - 0,33 - 0,47 - 0,56 - 0,82 microHenry**

oppure superiori ad **1 microHenry**:

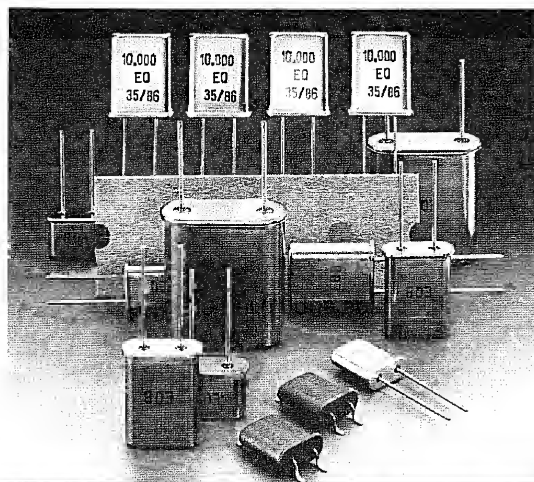
**1 - 2,2 - 3,3 - 4,7 - 5,6 - 8,2 microHenry**

Per correggere la frequenza è necessario applicare in parallelo all'impedenza dei **condensatori ceramici** o, meglio ancora, dei **compensatori** da **5/30 picoFarad.**

Studiando le proprietà dei cristalli i coniugi Curie negli anni 1898-1903 scoprirono che, comprimendo meccanicamente un cristallo di **quarzo**, questo generava una tensione.

Questa caratteristica venne chiamata **effetto piezo** (dal greco **piezein** che significa appunto **comprimere**) e a tutt'oggi viene sfruttata per costruire microfoni, pick-up, accendini **piezoelettrici**.

Applicando una tensione ai capi di un cristallo, si constatò che questo si comportava come un circuito risonante **L/C**, cioè generava una **frequenza** e questa caratteristica viene tutt'ora utilizzata per realizzare dei **quarzi** che oscillano a delle frequenze precisissime.




# OSCILLATORI QUARZATI per RADIOFREQUENZA

Poichè è estremamente difficile trovare il **quarzo** in forma **cristallina**, si è sviluppata una tecnologia per la produzione artificiale di questi **cristalli**, basata sull'immersione di frammenti di **quarzo** in una soluzione **alcalina** portata ad una temperatura di circa **400 gradi** e sottoposta ad una pressione di **1.000 atmosfere**.

In queste condizioni si forma un seme di cristallo con una velocità di accrescimento che può arrivare fino ad un massimo di **0,02 millimetri** per **ora**. Più bassa è la velocità di accrescimento, più il cristallo di **quarzo** risulta perfetto e privo di impurità. Il quarzo così prodotto viene tagliato nelle dimensioni e negli spessori desiderati.

I quarzi più comuni sono quelli a **risonanza** di **spessore** (taglio AT), costituiti da una piccola piastrina a forma di **disco** il cui diametro può variare da **5 mm** a **15 mm** (vedi fig.1).

La frequenza di risonanza nei quarzi con taglio **AT** è determinata dallo **spessore** del quarzo e non dal suo diametro.

Approssimativamente possiamo indicarvi qual è lo **spessore** di questi cristalli in funzione della loro frequenza di risonanza:

**1 MHz** spessore **1,50 mm**
**10 MHz** spessore **0,15 mm**
**50 MHz** spessore **0,03 mm**

Più si sale in frequenza, più si **riduce** lo spessore del **cristallo**, che diviene così sempre più fragile.

Per evitare che questo sottile cristallo possa spezzarsi con un urto o in presenza di una qualsiasi vibrazione meccanica, tutti i quarzi di frequenza superiore a **25 MHz** circa, vengono costruiti in **overtone.**

Per farvi comprendere quale differenza sussista tra un quarzo in **fondamentale** ed uno in **overtone**, potremmo semplicemente dirvi che quest'ultimi hanno un cristallo di spessore **3-5-7-9** volte maggiore del richiesto e sono costruiti per poter generare delle **armoniche** superiori **dispari**.

Questo concetto vi sarà più chiaro con un semplice esempio.

Se per realizzare un **quarzo** da **50 MHz** occorre un cristallo dello spessore di **0,03 mm.**, incollandone **3** di identico spessore uno sopra all'altro, si ottiene un cristallo dello spessore di **0,03 x 3 = 0,09 mm.**, incollandone **5** si ottiene un cristallo dello spessore di **0,03 x 5 = 0,15 mm.**

I quarzi con **3 spessori** vengono chiamati **overtone** in **3° armonica**, quelli con **5 spessori** vengono chiamati **overtone** in **5° armonica** e quelli con **7 spessori** vengono chiamati **overtone** in **7° armonica.**

Questi quarzi **overtone** presentano la caratteristica di oscillare sulla frequenza dello spessore del primo cristallo, cioè il **più sottile**, ma anche sulla frequenza dello spessore **totale**.

Se prendiamo un quarzo da **27 MHz** in **overtone** di **3° armonica**, questo oscillerà sui **27 MHz** ma anche sulla frequenza pari allo spessore dei tre cristalli, cioè su:

**27 : 3 = 9 MHz**

Un quarzo da **80 MHz** in **overtone** di **5° armonica** oscillerà sugli **80 MHz**, ma anche sulla frequenza pari al totale dei cinque spessori del cristallo, cioè sui:

**80 : 5 = 16 MHz**

I quarzi in **5° armonica** riescono ad oscillare anche sulle frequenze dei tre spessori, cioè sui:

**80 : 3 = 26,6666 MHz**

Se prendiamo in considerazione un quarzo da **80 MHz** in **overtone** di **7° armonica**, questo riuscirà ad oscillare sugli **80 MHz**, ma anche sulla frequenza totale dei sette spessori, cioè sugli:

**80 : 7 = 11,428 MHz**

poi su quella dei cinque spessori, cioè sui:

**80 : 5 = 16 MHz**

e su quella dei tre spessori, cioè sui:

**80 : 3 = 26,6666 MHz**

Per questo motivo è assai difficoltoso far oscillare i quarzi in **5°** e in **7°** armonica sulla frequenza del **primo spessore**, perchè riescono più facilmente ad eccitarsi sulla frequenza del **3°- 5°** spessore, generando in questo modo molte armoniche **pari**.

Un quarzo da **80 MHz** in **5° armonica** che si eccitì sui **26,666 MHz** potrà generare anche queste armoniche **pari**:

**26,666 x 2 = 53,332 MHz**

**26,666 x 4 = 106,664 MHz**

Questo invonveniente non si verifica invece per i quarzi **overtone** in **3° armonica**.

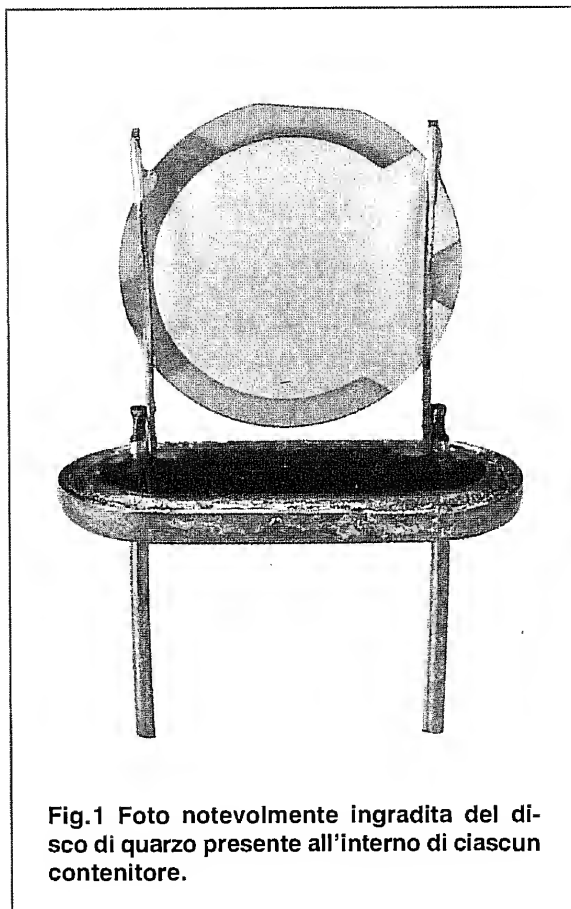


**Fig.1 Foto notevolmente ingradita del disco di quarzo presente all'interno di ciascun contenitore.**

**QUARZI IN FONDAMENTALE**

**I** quarzi in **fondamentale** per telecomunicazioni sono normalmente costruiti per lavorare da una frequenza minima di **1 MHz** fino ad un massimo di circa **25 MHz.**

**QUARZI OVERTONE in 3° ARMONICA**

I quarzi **overtone** in **3° armonica** sono normalmente costruiti per lavorare da una frequenza minima di **20 MHz** fino a circa **70 MHz**.

**QUARZI OVERTONE in 5° ARMONICA**

**I** quarzi **overtone** in **5° armonica** sono normalmente costruiti per lavorare da un minimo di **50 MHz** fino ad un massimo di **150 MHz.**

**QUARZI OVERTONE in 7° ARMONICA**

I quarzi **overtone** in **7° armonica** sono normalmente costruiti per lavorare da un minimo di **110 MHz** fino ad un massimo di **280 MHz.**

**QUARZI OVERTONE in 9° ARMONICA**

I quarzi **overtone** in **9° armonica** sono normalmente costruiti per lavorare da un minimo di **150 MHz fino ad un massimo di 400 MHz**. Poichè è assai difficile farli oscillare, si preferisce scegliere dei quarzi in **5° armonica** e farli seguire da uno stadio duplicatore di frequenza.

**FREQUENZA DI OSCILLAZIONE**

La frequenza a cui oscilla un **quarzo** è sempre riportata sul suo involucro, ma poichè questa non è mai seguita dall'indicazione di **MHz** o **KHz**, spesso non si riesce a decifrare il numero che vi appare stampigliato.

Ad esempio, un quarzo da **70,705 MHz** lo possiamo reperire con queste diverse scritte:

**70.70500**
**70705.0**
**70.7050**
**70.705**
**70705**

Un quarzo da **24 MHz** lo possiamo reperire con queste diverse scritte:

**24**
**24000**
**24000.0**
**24.000**
**24.0000**

Un quarzo da **1 MHz** lo possiamo reperire con queste diverse scritte:

**1**
**1.00**
**1000**
**1.000.0**
**1000.00**

Chi utilizzerà un **provaquarzo** per controllare la frequenza di lavoro, dovrà ricordarsi che tutti i quarzi **overtone** oscillano sempre sulla frequenza **totale** degli "spessori" che abbiamo in precedenza indicato nei nostri esempi.

Pertanto, se utilizziamo un quarzo da **27 MHz** in **overtone** di **3° armonica**, questo oscillerà su un provaquarzi solo sulla frequenza di **27 : 3 = 9 MHz.**

Se utilizziamo un quarzo da **80 MHz** in **overtone** di **5° armonica**, questo oscillerà solo sulla frequenza di **80 : 5 = 16 MHz.**

## POTENZA DI ECCITAZIONE

Un dato che viene raramente riportato nelle caratteristiche di un quarzo, è la potenza richiesta per potersi eccitare.

Tutti i quarzi costruiti per oscillatori a **transistor** o **porte logiche** richiedono una potenza di eccitazione compresa tra **0,1-0,5 milliwatt.**

Un quarzo che richiede una potenza di eccitazione di **0,1 milliwatt**, oscilla più facilmente rispetto ad un quarzo che richiede una potenza di **0,5 milliwatt.**

Tutti i quarzi costruiti per oscillatori a **valvole termoioniche** richiedono una potenza di eccitazione compresa tra **0,5-2 milliwatt.**

Esistono microquarzi per **orologi** da polso e **calcolatrici portatili** molto sensibili, che richiedono una potenza di eccitazione compresa tra **1-50 microwatt.**

Se applichiamo in un circuito a transistor un quarzo costruito per un circuito a valvole, questo **non riuscira'** ad eccitarsi.

Se applichiamo in un circuito a valvole un microquarzo costruito per **orologi** da polso o **calcolatrici tascabili**, questo potrà autodistruggersi per una eccessiva potenza di eccitazione.

Per evitare di distruggere la piastrina del cristallo di **quarzo**, è consigliabile non superare il limite di sicurezza che si aggira sui **10 milliwatt** di potenza di eccitazione.

## STABILITÀ in TEMPERATURA

La frequenza riportata sull'involucro di un quarzo è sempre riferita alla temperatura ambiente, cioè a quella presente all'interno del mobile nel quale deve lavorare il quarzo e che si aggira intorno ai **25 gradi.**

Ad una temperatura di **20 gradi**, il quarzo tenderà ad oscillare ad una frequenza leggermente più **alta** rispetto a quanto riportato sul suo involucro.

Ad una temperatura di **30 gradi**, il quarzo tenderà ad oscillare ad una frequenza leggermente più **bassa** rispetto a quanto riportato sul suo involucro.

La stabilità in temperatura viene indicata in **ppm** (parti per milione) per un campo variabile da **-20 gradi** a **+70 gradi**, cioè su un totale di **90 gradi**.

I quarzi per telecomunicazioni possono avere, in funzione del loro costo, una deriva termica di **10 - 20 - 30 - 40 ppm**, ma esistono anche quarzi di qualità inferiore che hanno una deriva termica di **50 - 60 - 70 ppm.**

Pertanto, la frequenza di un quarzo da **30 MHz** (pari a 30.000.000 Hz) con una stabilità in temperatura di **10 ppm**, potrà variare da **-20** a **+70 gradi** di:

**(30.000.000 : 1.000.000) x 10 = 300 Hz**

vale a dire quasi **3,3 Hz** per ogni **grado**.

Se lo stesso quarzo avesse una stabilità in temperatura di **40 ppm**, la sua frequenza potrebbe variare di:

**(30.000.000 : 1.000.000) x 40 = 1.200 Hz**

vale a dire di quasi **13 Hz** per ogni **grado.**

Per controllare l'esatta frequenza generata da un quarzo bisogna attendere qualche minuto, affinchè si stabilizzi la temperatura all'interno del contenitore.

## TOLLERANZA del QUARZO

La **precisione** di un quarzo, indicata in **ppm** (parti per milione), è sempre riferita ad una temperatura di lavoro compresa tra **23-27 gradi.**

I quarzi più economici possono avere una **tolle-**

**ranza** compresa tra **40-60 ppm.**
I quarzi standard hanno una **tolleranza** compresa tra **20-30 ppm.**
I quarzi professionali una **tolleranza** compresa tra **5-10 ppm.**
È quindi da considerarsi normale che un quarzo da **30 MHz** oscilli ad esempio sui **30.000.700 Hz** oppure sui **29.999.300 Hz.**

## RISONANZA SERIE o PARALLELO

In via teorica possiamo considerare un **quarzo** equivalente ad un circuito risonante composto da una **induttanza** e da una **capacità**.

Se l'induttanza e la capacità sono applicate come visibile in fig.2 abbiamo una **risonanza serie**.

Se l'induttanza e la capacità sono applicate come visibile in fig.3 abbiamo una **risonanza parallelo**.

In un circuito oscillatore possiamo inserire indifferentemente un quarzo con risonanza **serie** o **parallelo** che funzionano allo stesso modo.

L'unica differenza che possiamo riscontrare è la seguente.

Se ad un quarzo con risonanza **serie** applichiamo in serie una **impedenza** o una **capacità** per modificare la sua frequenza di risonanza, otterremo variazioni **minime**.

Se ad un quarzo con risonanza **parallelo** applichiamo in serie una **impedenza** o capacità per modificare la sua frequenza di risonanza, otterremo variazioni **maggiori**.

Negli oscillatori a **quarzo** da modulare in **FM** è consigliabile utilizzare quarzi con risonanza **parallelo**, in modo da ottenere più **ampie** variazioni di frequenza.

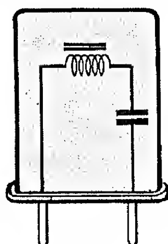


**Fig.2 Il quarzo con risonanza in Serie è equivalente ad un circuito di sintonia composto da una induttanza e un condensatore in serie.**

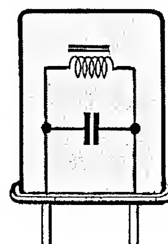


**Fig.3 Il quarzo con risonanza in Parallelo è equivalente ad un circuito di sintonia composto da una induttanza e da un condensatore in parallelo.**

## CORREGGERE la FREQUENZA

Per correggere le **tolleranze** di un quarzo è sufficiente applicargli in serie un **compensatore** o una **induttanza.**

- Inserendo in serie al quarzo un piccolo **compensatore** da **10/60 pF** (vedi fig.4), potremo **aumentare** di qualche centinaia di Hz la sua frequenza.

- Inserendo in serie al quarzo una piccola **impedenza RF** da **1 microHenry** a **100 microHenry** (vedi fig.5), potremo **ridurre** di qualche centinaia di Hz la sua frequenza.



**Fig.4 Ponendo in serie ad un qualsiasi quarzo un compensatore di piccola capacità è possibile "aumentare" la frequenza.**



**Fig.5 Ponendo in serie al quarzo una induttanza, è possibile ottenere l'effetto opposto, vale a dire "ridurre" la frequenza.**

## OSCILLATORI RF QUARZATI

Gli oscillatori **quarzati** vengono utilizzati in tutte quelle applicazioni in cui occorre generare una frequenza **sinusoidale** molto stabile.

Gli oscillatori **quarzati** vengono utilizzati nei radiomicrofoni, nei trasmettitori di potenza, nei ricevitori canalizzati ed in vari strumenti di misura.

Gli schemi che vi presentiamo hanno il vantaggio di non risultare critici, quindi potrete anche farli funzionare con tensioni minori di quelle consigliate, variare leggermente il valore di qualche capacità o resistenza ed utilizzarli con qualsiasi tipo di transistor di RF.

Bisogna comunque tenere sempre presente che per realizzare degli efficienti oscillatori RF occorre rispettare alcune regole fondamentali.

## NOTA IMPORTANTE

In tutti gli schemi che vi proponiamo anzichè applicare tra la Base del transistor oscillatore ed il **po-**

sitivo di alimentazione una resistenza di valore **fisso**, abbiamo inserito un **trimmer**.

Grazie a questo accorgimento potremo scegliere qualsiasi tipo di transistor ed alimentarlo con qualsiasi tensione, perchè con questo trimmer potremo ricercare il valore ideale per farlo sempre oscillare.

Una volta realizzato lo schema, **senza inserire** il quarzo, si **ruoterà** questo trimmer fino a far assorbire al transistor una corrente di circa **8-12 milliamper**.

A questo punto si potrà togliere il trimmer, si misurerà la sua resistenza ohmica e la si sostituirà con una **resistenza fissa** di valore **standard** molto prossimo a quello misurato.

Se, ad esempio, la resistenza del trimmer risultasse di **19.500 ohm**, la potremo tranquillamente sostituire con una resistenza da **22.000 ohm** o da **18.000 ohm.**

Se utilizzando la resistenza da **18.000 ohm** il transistor dovesse assorbire più di **12 milliamper**, potremo **aumentare** di poche decine di ohm la resistenza applicata tra l'Emettitore e la massa.

Non è comunque necessario **togliere** questo trimmer, quindi esso potrà anche essere lasciato nel circuito se non vi sono problemi di spazio sullo stampato.

**REGOLE FONDAMENTALI**

**1°** Per lo stadio oscillatore scegliete dei transistor che abbiano un **guadagno** maggiore di **50.**

**2°** Non utilizzate mai transistor di **media potenza** pensando di ottenere in uscita un segnale di RF maggiore. Come potrete constatare, renderà molto di più un transistor **piccolo** che uno di dimensioni maggiori.

**3°** Non fate mai assorbire al transistor oscillatore correnti maggiori di **40 milliamper**, perchè la potenza che ne ricaverete risulterà quasi identica a quella che potreste ottenere facendogli assorbire **15-25 milliamper**. Facendo assorbire al transistor più corrente, aumenterete soltanto la temperatura del suo corpo e in queste condizioni correrete il rischio di metterlo fuori uso in breve tempo.

**4°** Scegliete dei transistor che abbiano una **frequenza di taglio** almeno **doppia** rispetto alla frequenza di lavoro del **quarzo**.

Quindi se volete realizzare degli oscillatori a **50 MHz** vi conviene scegliere un transistor con una frequenza di taglio da **100 MHz**, o meglio ancora da **200-300 MHz**.

**5°** Per controllare l'affidabilità dell'oscillatore, provate a **togliere** il quarzo. Togliendolo, l'oscillatore cesserà di funzionare, reinserendolo l'oscillatore deve nuovamente oscillare.

Se, togliendo il quarzo, il transistor continua ad oscillare sulla stessa o su una diversa frequenza, lo schema che avete scelto è da **scartare**.

**6°** Un oscillatore **quarzato** affidabile deve funzionare anche se si varia il valore di un condensatore o di una resistenza di un **20%** in più o in meno rispetto a quanto indicato, e se si **riduce** di **metà** la tensione di alimentazione.

**7°** Controllate sempre con un **tester** applicato in serie alla tensione di alimentazione, l'assorbimento del transistor oscillatore.

Senza il quarzo, il transistor deve assorbire una corrente di circa **9 - 12 milliamper.**

Inserendo il quarzo e accordando il **compensatore** di accordo, l'assorbimento deve bruscamente salire sui **15-20 milliamper.**

Se questo brusco aumento di corrente non si verifica, significa che il quarzo non sta oscillando. Solo in particolari condizioni e configurazioni di oscillatori, la corrente assorbita può salire di soli **1 - 2 milliamper.**

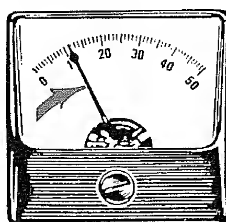
**8°** Se togliendo il **quarzo**, il transistor dovesse assorbire **20-25 milliamper** e inserendolo la corrente dovesse **scendere** sui **9-12 milliamper** quando si accorda il compensatore, significa che la resistenza collegata tra Base e Positivo di alimentazione ha un **valore troppo basso**, quindi occorre aumentarla.

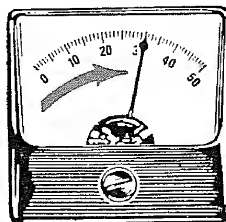
**9°** Per ridurre le perdite RF tenete sempre **molto corti** i collegamenti tra il **compensatore** di sintonia (o i **diodi varicap**) con la **bobina** di sintonia, ed il terminale Collettore o Base del transistor (vedi figg.7-8).

**10°** Non dimenticate di porre in corrispondenza del punto di giunzione **L/C**, che si collega quasi sempre al positivo di alimentazione, un condensatore **ceramico** da **4.700 - 10.000 - 22.000 pF** e la **massa.**

Non disaccoppiando il circuito **L/C**, il circuito potrebbe **non oscillare** o generare una infinità di frequenze **spurie.**

**11°** L'estremità del **condensatore** di fuga applicato sul circuito **L/C**, non va collegata ad una pista di **massa** qualsiasi, ma possibilmente molto vicino alla pista di **massa** alla quale risulta collegata la resistenza dell'**Emettitore** del transistor oscillatore (vedi fig.8).





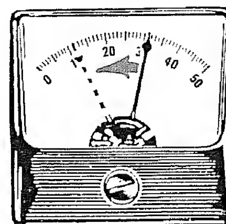
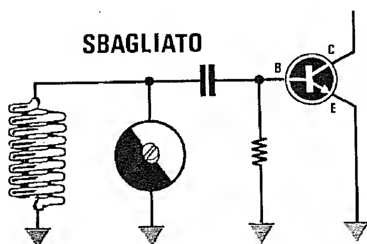
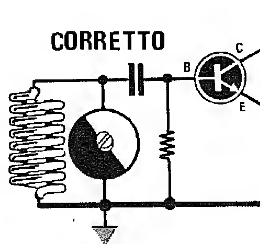



Fig.6 Il trimmer posto tra la Base ed il positivo di alimentazione andrà ruotato in modo da far assorbire al transistor circa 9-12 mA, SENZA il quarzo inserito. Inserendo il quarzo e ruotando il compensatore di sintonia si troverà una posizione in cui la corrente salirà bruscamente sui 15-20 mA. Togliendo il quarzo la corrente dovrà scendere sui 9-12 mA.





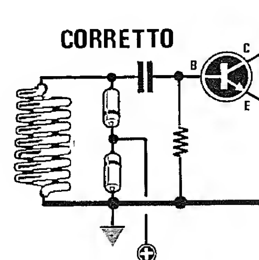
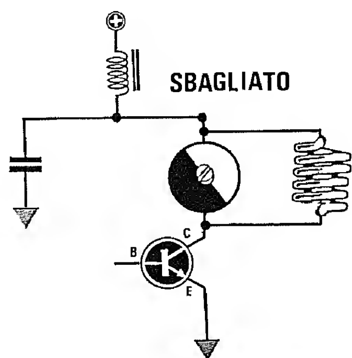
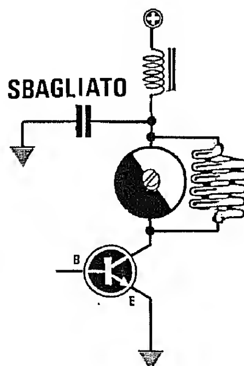



Fig.7 Se collegate le estremità della bobina di sintonia e quella del compensatore, su piste di "massa" molto distanti da quella a cui si congiunge l'Emettitore del transistor, questo può facilmente autooscillare. Per evitare questo inconveniente, tenete il compensatore o i diodi varicap vicinissimi alla bobina di sintonia ed alla pista di massa dell'Emettitore.





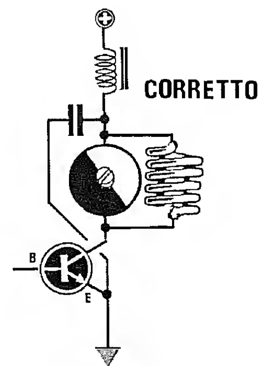



Fig.8 Anche per il circuito di accordo applicato sul Collettore del transistor dovrete tenere molto vicino alla bobina di sintonia il suo compensatore, l'impedenza di JAF ed il condensatore di fuga (vedi figura centrale). Questo condensatore non va collegato ad una massa qualsiasi, ma alla stessa pista alla quale viene collegato l'Emettitore del transistor.

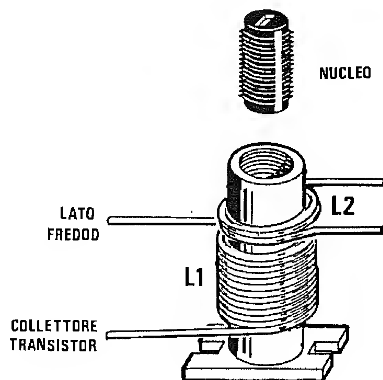
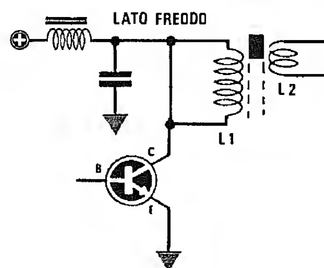



Fig.9 L'estremità della bobina che si collega al Collettore del transistor viene sempre definita "lato caldo", mentre quella che si collega alla tensione di alimentazione viene detta "lato freddo". L'avvolgimento secondario L2 o "link" necessario per prelevare da L1 il segnale di RF, andrà sempre avvolto sul lato freddo di L1 e da tale lato andrà anche inserito il nucleo ferromagnetico.

Fig.10 Non sempre in un disegno elettrico il nucleo ferromagnetico e la bobina L2 vengono posti su L1 nell'esatta posizione. Ricordate che il "link", o la bobina siglata L2, va sempre avvolto sul "lato freddo" di L1 e in tale lato dovrà essere inserito anche il "nucleo".



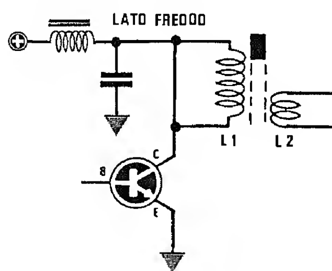
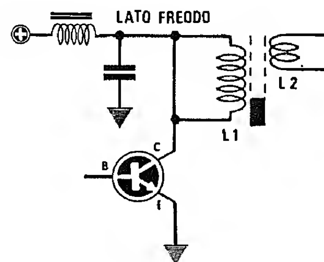




Fig.11 Avvolgendo L2 sul lato caldo di L1, il transistor risulterà troppo "caricato" e perciò assorbirà maggior corrente del richiesto surriscaldandosi fino a bruciarsi. Se poi il nucleo risulta inserito dal lato opposto, non si riuscirà ad ottenere un ottimo trasferimento di RF da L1 a L2.



Fig.12 Se si avvolge la bobina L2 sul lato freddo di L1 e si inserisce il nucleo ferromagnetico dal lato opposto, si ottiene lo stesso risultato descritto in fig.11, cioè un minor trasferimento di energia di RF dalla bobina L1 a L2, e un maggior assorbimento di corrente da parte del transistor oscillatore o amplificatore.



**12°** In un qualsiasi oscillatore è sempre necessario rispettare un certo rapporto **L/C**, quindi non utilizzate mai delle bobine con **molte spire** e poca **capacità**. Una bobina con **80 spire** ed un condensatore da **10 picoFarad** o una bobina con **7 spire** ed un condensatore da **330 picoFarad**, raramente potranno oscillare.

**13°** Se la bobina di sintonia è provvista di **nucleo ferromagnetico**, la dovrete inserire sempre nel suo **lato freddo**.

Se la bobina è collegata tra **il Collettore** del transistor (lato caldo) ed i**l positivo** di alimentazione (lato freddo), il nucleo andrà inserito dal lato rivolto verso il positivo di alimentazione (vedi fig.10).

Inserendo il nucleo dal **lato caldo** si ottiene soltanto un **aumento** di assorbimento ed una **riduzione** del rendimento dello stadio oscillatore.

**14°** Per stabilire se uno stadio oscillatore quarzato è **critico**, provate a toccare con una mano la bobina di accordo.

Toccando la bobina, l'oscillatore potrà anche **spegnersi**, ma non appena allontanerete la mano, dovrà nuovamente oscillare sulla stessa frequenza; se ciò non si verificasse, l'oscillatore andrà scartato.

**15°** Non prelevate mai la frequenza generata dall'oscillatore per trasferirla allo stadio preamplificatore utilizzando un condensatore di **elevata capacità**, perchè l'oscillatore potrebbe spegnersi. Potrebbe anche verificarsi che l'oscillatore non si **spenga**, ma in tal caso il transistor assorbirebbe una corrente così elevata da **surriscaldarsi.**

## BOBINA DI SINTONIA

Anche se esistono delle formule per calcolare il valore in **microHenry** della bobina di sintonia, a causa della **tolleranza** dei componenti, delle **capacità parassite** del circuito e dei collegamenti che variano da montaggio a montaggio, otterrete sempre dei valori diversi rispetto a quelli richiesti.

A titolo puramente indicativo riportiamo nella **Tabella N.1** il **numero di spire** che potrete avvolgere sopra ad un supporto del diametro di **6** o **7 mm**, utilizzando del filo di rame smaltato compreso tra **0,5 - 0,7 mm**.

Se la bobina prescelta **non riesce** a far **eccitare** il quarzo ruotando il compensatore di accordo dalla sua **minima** capacità alla sua **massima** capacità, significa che questa ha un numero di spire inferiore o maggiore alla frequenza di lavoro del quarzo.

Se nel circuito è inserito un quarzo **overtone** in **3° armonica** e la bobina utilizzata per l'accordo ha un numero di spire **maggiore** del richiesto, il quarzo oscillerà sulla frequenza riportata sull'involucro **divisa x3**.

Se nel circuito è inserita una bobina di accordo con un numero di spire **minore** del richiesto, il quarzo oscillerà sulla frequenza riportata sull'involucro **divisa x3** e **moltiplicata x5.**

Vale a dire che un quarzo da **27 MHz** overtone in **3° armonica** oscillerà sulla frequenza di:

**27 : 3 x 5 = 45 MHz**

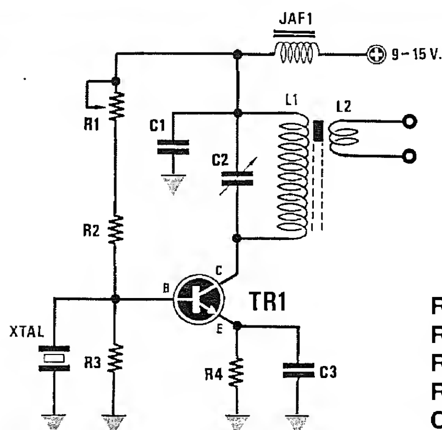
Se constatate che l'oscillatore genera una frequenza **3 volte minore**, dovrete **aumentare** il numero delle spire o **ridurre** la capacità del condensatore di sintonia.

**TABELLA N.1**

| FREQUENZA | NUMERO SPIRE BOBINA |
|---|---|
| 6-10 MHz | 30-40 spire unite + nucleo ferromagnetico |
| 10-20 MHz | 20-30 spire unite + nucleo ferromagnetico |
| 20-30 MHz | 14-20 spire unite + nucleo ferromagnetico |
| 30-40 MHz | 10-16 spire unite + nucleo ferromagnetico |
| 40-50 MHz | 8-10 spire unite + nucleo ferromagnetico |
| 50-70 MHz | 8-9 spire unite + nucleo ferromagnetico |
| 70-90 MHz | 7-6 spire spaziate senza nucleo |
| 90-100 MHz | 5-6 spire spaziate senza nucleo |
| 100-150 MHz | 4-3 spire spaziate senza nucleo |

**Spire approssimative da avvolgere su un diametro di 7-8 mm. utilizzando per l'avvolgimento del filo di rame smaltato di diametro compreso tra 0,5-0,7 mm.**
**Negli schemi in cui è presente un link (vedi L2) composto da 2-3 spire, questo andrà sempre avvolto sul lato freddo della bobina siglata L1 (vedi fig.10).**

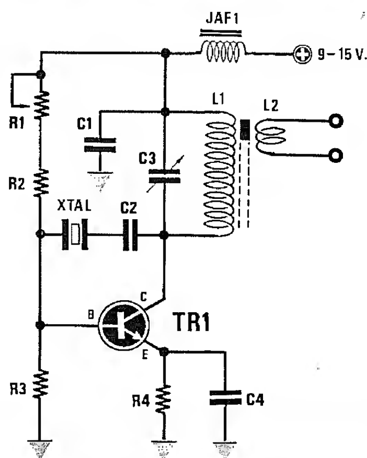
## SCHEMA FIG.13




Schema per quarzi in **fondamentale** ed in **overtone 3° armonica.** Il trimmer **R1** andrà tarato per far assorbire al transistor **8-9 mA** senza il quarzo inserito. In funzione della frequenza di lavoro, in questo circuito può risultare alquanto critico **C3**, quindi provate con i valori **470 - 330 - 220 - 150 pF**.

| | |
|---|---|
| **R1 = 47.000 ohm trimmer** | **C3 = 1.000 pF ceramico** |
| **R2 = 22.000 ohm 1/4 watt** | **JAF1 = impedenza RF** |
| **R3 = 15.000 ohm 1/4 watt** | **TR1 = transistor NPN** |
| **R4 = 100 ohm 1/2 watt** | **L1 = bobina sintonia** |
| **C1 = 10.000 pF ceramico** | **L2 = link** |
| **C2 = 10-60 pF compens.** | **XTAL = quarzo** |

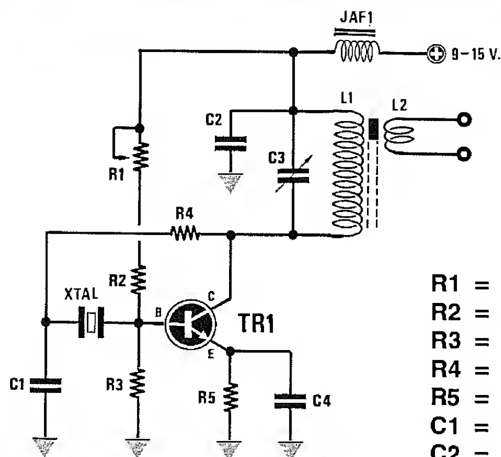
## SCHEMA FIG.14




Schema per quarzi in **fondamentale** ed in **overtone 3° armonica.** Il trimmer **R1** andrà tarato per far assorbire al transistor **8-9 mA** senza il quarzo inserito. In funzione della frequenza di lavoro, in questo circuito può risultare necessario porre in parallelo alla resistenza **R3** un compensatore da **10/60 pF.**

| | |
|---|---|
| **R1 = 47.000 ohm trimmer** | **C3 = 10-60 pF compens.** |
| **R2 = 22.000 ohm 1/4 watt** | **C4 = 10.000 pF ceramico** |
| **R3 = 15.000 ohm 1/4 watt** | **JAF1 = impedenza RF** |
| **R4 = 100 ohm 1/2 watt** | **TR1 = transistor NPN** |
| **C1 = 10.000 pF ceramico** | **L1 = bobina sintonia** |
| **C2 = 47 pF ceramico** | **XTAL = quarzo** |

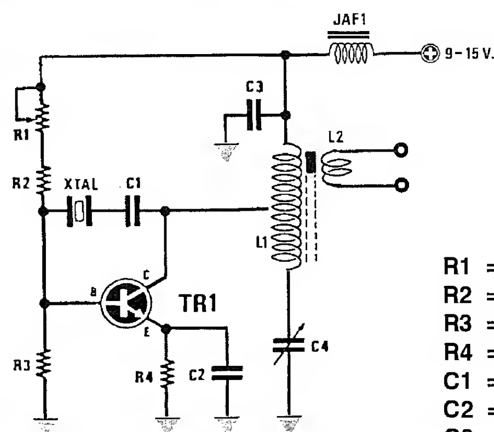
## SCHEMA FIG.15




Schema per quarzi in **fondamentale** ed in **overtone 3° armonica.** Il trimmer **R1** andrà tarato per far assorbire al transistor **8-12 mA** senza il quarzo inserito. In questo circuito è alquanto critico **C1**, quindi provate con i valori **47 - 56 - 100 - 220 pF**.

| | |
|---|---|
| **R1 = 47.000 ohm trimmer** | **C3 = 10-60 pF compens.** |
| **R2 = 22.000 ohm 1/4 watt** | **C4 = 1.000 pF ceramico** |
| **R3 = 15.000 ohm 1/4 watt** | **JAF1 = impedenza RF** |
| **R4 = 2.200 ohm 1/2 watt** | **TR1 = transistor NPN** |
| **R5 = 100 ohm 1/2 watt** | **L1 = bobina sintonia** |
| **C1 = 56 pF ceramico** | **L2 = link** |
| **C2 = 10.000 pF ceramico** | **XTAL = quarzo** |

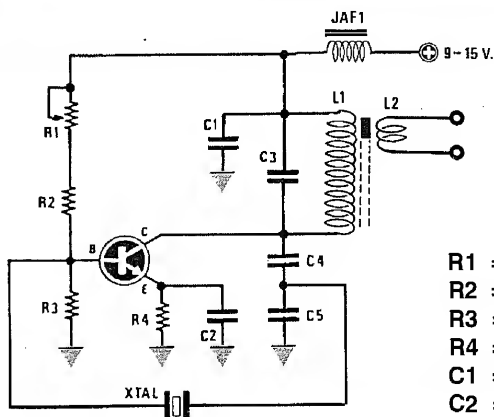
## SCHEMA FIG.16




Schema per quarzi in **fondamentale** ed in **overtone 3° armonica.** Il trimmer **R1** andrà tarato per far assorbire al transistor **8-9 mA** senza il quarzo inserito. In funzione della frequenza di lavoro, in questo circuito la presa su **L1** va effettuata a metà avvolgimento.

**R1 = 47.000 ohm trimmer**
**R2 = 22.000 ohm 1/4 watt**
**R3 = 15.000 ohm 1/4 watt**
**R4 = 100 ohm 1/2 watt**
**C1 = 47 pF ceramico**
**C2 = 1.000 pF ceramico**
**C3 = 10.000 pF ceramico**
**C4 = 10-60 pF compens.**
**JAF1 = impedenza RF**
**TR1 = transistor NPN**
**L1 = bobina sintonia con una presa centrale**
**L2 = link**
**XTAL = quarzo**

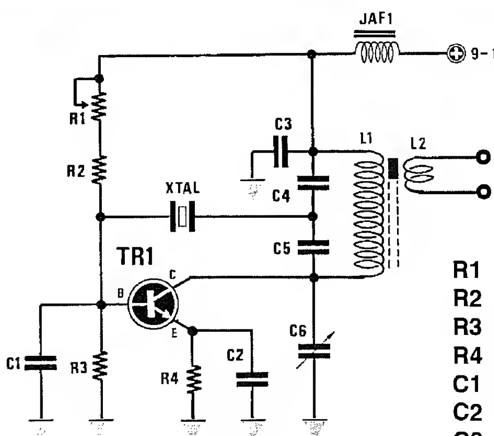
## SCHEMA FIG.17




Schema per quarzi in **fondamentale** ed in **overtone 3° armonica.** Il trimmer **R1** andrà tarato per far assorbire al transistor **8-9 mA** senza il quarzo inserito. In parallelo a **R3** può risultare necessario un condensatore da **12-22 pF.**

**R1 = 47.000 ohm trimmer**
**R2 = 22.000 ohm 1/4 watt**
**R3 = 15.000 ohm 1/4 watt**
**R4 = 100 ohm 1/2 watt**
**C1 = 10.000 pF ceramico**
**C2 = 1.000 pF ceramico**
**C3 = 10-40 pF compens.**
**C4 = 82-47 pF ceramico**
**C5 = 22-39 pF ceramico**
**JAF1 = impedenza RF**
**TR1 = transistor NPN**
**L1 = bobina sintonia**
**L2 = link**
**XTAL = quarzo**

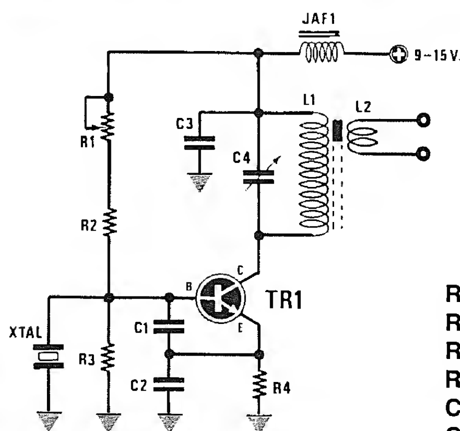
## SCHEMA FIG.18




Schema per quarzi in **fondamentale** ed in **overtone 3° armonica.** Il trimmer **R1** andrà tarato per far assorbire al transistor **8-9 mA** senza il quarzo inserito. In questo circuito è alquanto critico il valore di **C1**, quindi provate a sostituirlo con un compensatore.

**R1 = 47.000 ohm trimmer**
**R2 = 22.000 ohm 1/4 watt**
**R3 = 15.000 ohm 1/4 watt**
**R4 = 100 ohm 1/2 watt**
**C1 = 22-68 pF ceramico**
**C2 = 1.000 pF ceramico**
**C3 = 10.000 pF ceramico**
**C4 = 4,7-5 pF ceramico**
**C5 = 4,7-5 pF ceramico**
**C6 = 10-40 pF compens.**
**JAF1 = impedenza RF**
**TR1 = transistor NPN**
**L1 = bobina sintonia**
**XTAL = quarzo**

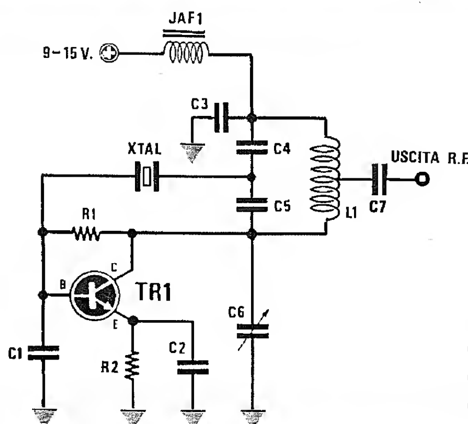
## SCHEMA FIG.19




Schema per quarzi in **fondamentale** ed in **overtone 3° armonica.** Il trimmer **R1** andrà tarato per far assorbire al transistor **8-9 mA** senza il quarzo inserito. In questo circuito sono molto critici i valori di **C1-C2**, quindi provate a variarli da un minimo di **33 pF** fino ad un massimo di **220 pF.**

**R1 = 47.000 ohm trimmer**
**R2 = 22.000 ohm 1/4 watt**
**R3 = 15.000 ohm 1/4 watt**
**R4 = 100 ohm 1/2 watt**
**C1-C2 = 47-100 pF ceramico**
**C3 = 10.000 pF ceramico**
**C4 = 10-60 pF compens.**
**JAF1 = impedenza RF**
**TR1 = transistor NPN**
**L1 = bobina sintonia**
**L2 = link**
**XTAL = quarzo**

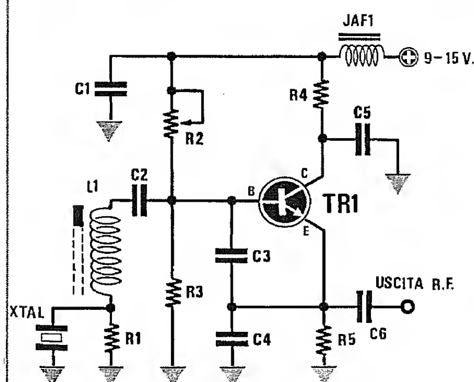
## SCHEMA FIG.20




Schema per quarzi in **overtone 5° armonica.** La resistenza **R1** andrà scelta in modo da far assorbire al transistor **senza quarzo** una corrente di circa **10-12 mA.** Se non effettuerete dei collegamenti cortissimi, il circuito potrà **non oscillare.**

**R1 = 22.000 ohm 1/4 watt**
**R2 = 100 ohm 1/2 watt**
**C1 = 39-47 pF ceramico**
**C2 = 220-470 pF ceramico**
**C3 = 10.000 pF ceramico**
**C4-C5 = 4,7 pF ceramico**
**C6 = 4/20 pF compens.**
**C7 = 10 pF ceramico**
**JAF1 = impedenza RF**
**TR1 = transistor NPN**
**L1 = bobina sintonia**
**XTAL = quarzo**

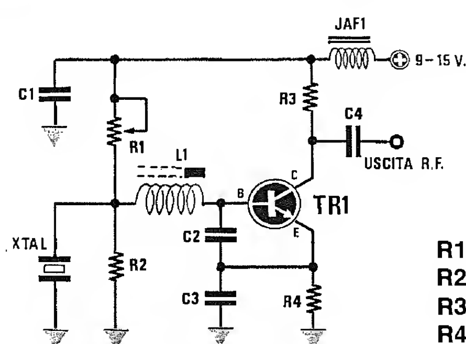
## SCHEMA FIG.21




Schema per quarzi in **overtone 3° armonica.** Il trimmer **R1** andrà tarato per far assorbire al transistor **8-9 mA** senza il quarzo inserito. In questo circuito sono critici i valori di **C2-C3**. Per **L1**, avvolgete metà delle spire indicate nella Tabella N.1.

**R1 = 560 ohm**
**R2 = 22.000 ohm trimmer**
**R3 = 4.700 ohm**
**R4 = 100 ohm**
**R5 = 470 ohm**
**C1-C5 = 10.000 pF ceramico**
**C2 = 82-47 pF ceramico**
**C3 = 68-39 pF ceramico**
**C4 = 39 pF ceramico**
**C6 = 27 pF ceramico**
**L1 = bobina sintonia**
**JAF1 = impedenza RF**
**TR1 = transistor NPN**
**XTAL = quarzo overtone**

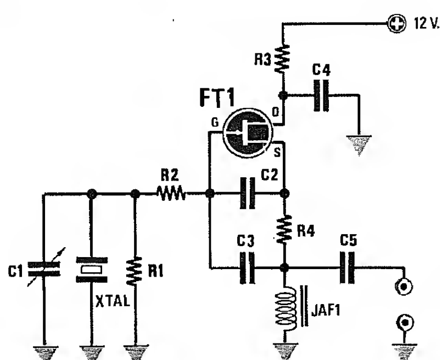
## SCHEMA FIG.22




Schema per quarzi in **overtone 3° armonica.** Il trimmer **R1** andrà tarato per far assorbire al transistor **8-9 mA** senza il quarzo inserito. In questo circuito sono critici i valori di **C2-C3**. Per accordare il circuito inserite all'interno della bobina **L1** un nucleo ferromagnetico.

| | |
|---|---|
| **R1 = 10.000 ohm trimmer** | **C3 = 22 pF ceramico** |
| **R2 = 560 ohm 1/4 watt** | **C4 = 27 pF ceramico** |
| **R3 = 470 ohm 1/4 watt** | **L1 = bobina sintonia** |
| **R4 = 470 ohm 1/4 watt** | **JAF1 = impedenza RF** |
| **C1 = 10.000 pF ceramico** | **TR1 = transistor NPN** |
| **C2 = 15 pF ceramico** | **XTAL = quarzo overtone** |

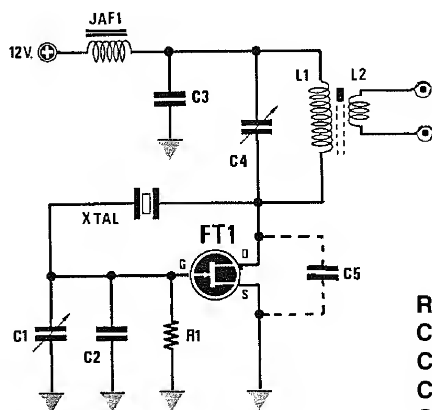
## SCHEMA FIG.23




Schema per quarzi in **fondamentale** che utilizzano un **fet.** Questo oscillatore funziona con una tensione compresa tra **6** e **18 volt** con un assorbimento che può variare da **6-8 mA.** In questo circuito è critico il solo valore del condensatore **C3**, che può variare in funzione della frequenza del quarzo da **22 pF** a **56 pF.**

| | |
|---|---|
| **R1 = 100.000 ohm 1/4 watt** | **C3 = da 22 a 39 pF** |
| **R2 = 10 ohm 1/4 watt** | **C4 = 10.000 pF ceramico** |
| **R3 = 220 ohm 1/4 watt** | **C5 = 100 pF ceramico** |
| **R4 = 1.000 ohm 1/4 watt** | **JAF1 = impedenza 10 microH** |
| **C1 = 10-60 pF compens.** | **FT1 = fet per RF** |
| **C2 = 22 pF ceramico** | **XTAL = quarzo** |

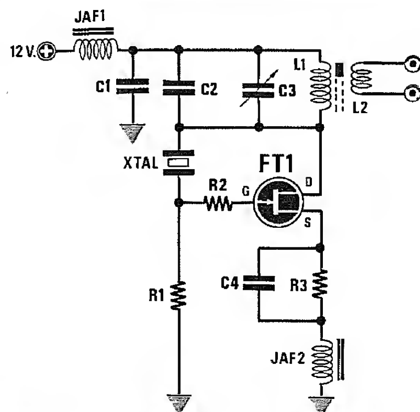
## SCHEMA FIG. 24




Schema per quarzi in **fondamentale** ed in **overtone 3° armonica** che utilizzano un **fet.** Questo oscillatore funziona sia a **6** che a **18 volt** con un assorbimento che può variare da **6-8 mA.** In questo circuito può risultare necessario collegare tra il terminale Drain e il Sourge un piccolo condensatore **10-22 pF.**

| | |
|---|---|
| **R1 = 100.000 ohm 1/4 watt** | **C5 = da 10 a 22 pF ceram.** |
| **C1 = 10-60 pF compens.** | **JAF1 = impedenza di RF** |
| **C2 = 22 pF ceramico** | **L1 = bobina sintonia** |
| **C3 = 15.000 pF ceramico** | **FT1 = fet per RF** |
| **C4 = 10-60 pF compens.** | **XTAL = quarzo** |

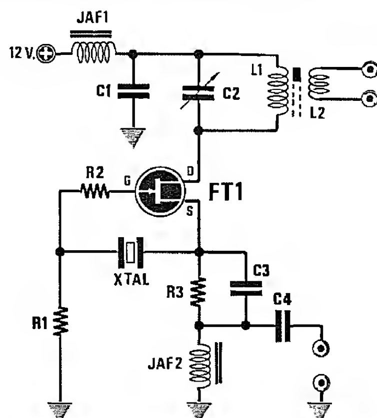
## SCHEMA FIG.25




Schema per quarzi in **fondamentale** ed in **overtone 3° armonica** che utilizzano un **fet.** Questo oscillatore funziona con una tensione compresa tra **6** e **15 volt** con un assorbimento che può variare da **4-5 mA.** In questo circuito è critico il solo valore del condensatore **C4**, che può variare in funzione della frequenza del quarzo da **100 pF** a **330 pF.**

**R1 = 100.000 ohm 1/4 watt**
**R2 = 100 ohm 1/4 watt**
**R3 = 470 ohm 1/4 watt**
**C1 = 10.000 pF ceramico**
**C2 = 47 pF ceramico**
**C3 = 10-60 pF compensatore**
**C4 = 220 pF ceramico**
**L1 = bobina sintonia**
**JAF1 = impedenza RF**
**JAF2 = impedenza 1 mH**
**FT1 = fet per RF**
**XTAL = quarzo**

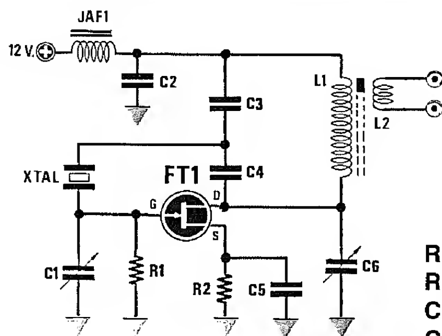
## SCHEMA FIG.26




Schema per quarzi in **fondamentale** ed in **overtone 3° armonica** che utilizzano un **fet**. Questo oscillatore funziona con una tensione compresa tra i **6** e i **18 volt** con un assorbimento che può variare da **2-3 mA**. In questo circuito è critico il valore dell'impedenza **JAF2**, che dovrà risultare superiore a **470 microHenry**.

**R1 = 100.000 ohm 1/4 watt**
**R2 = 100 ohm 1/4 watt**
**R3 = 1.000 ohm 1/4 watt**
**C1 = 10.000 pF ceramico**
**C2 = 10-60 pF compensatore**
**C3 = 220 pF ceramico**
**C4 = 100 pF ceramico**
**L1 = bobina sintonia**
**JAF1 = impedenza RF**
**JAF2 = impedenza 1 mH**
**FT1 = fet per RF**
**XTAL = quarzo**

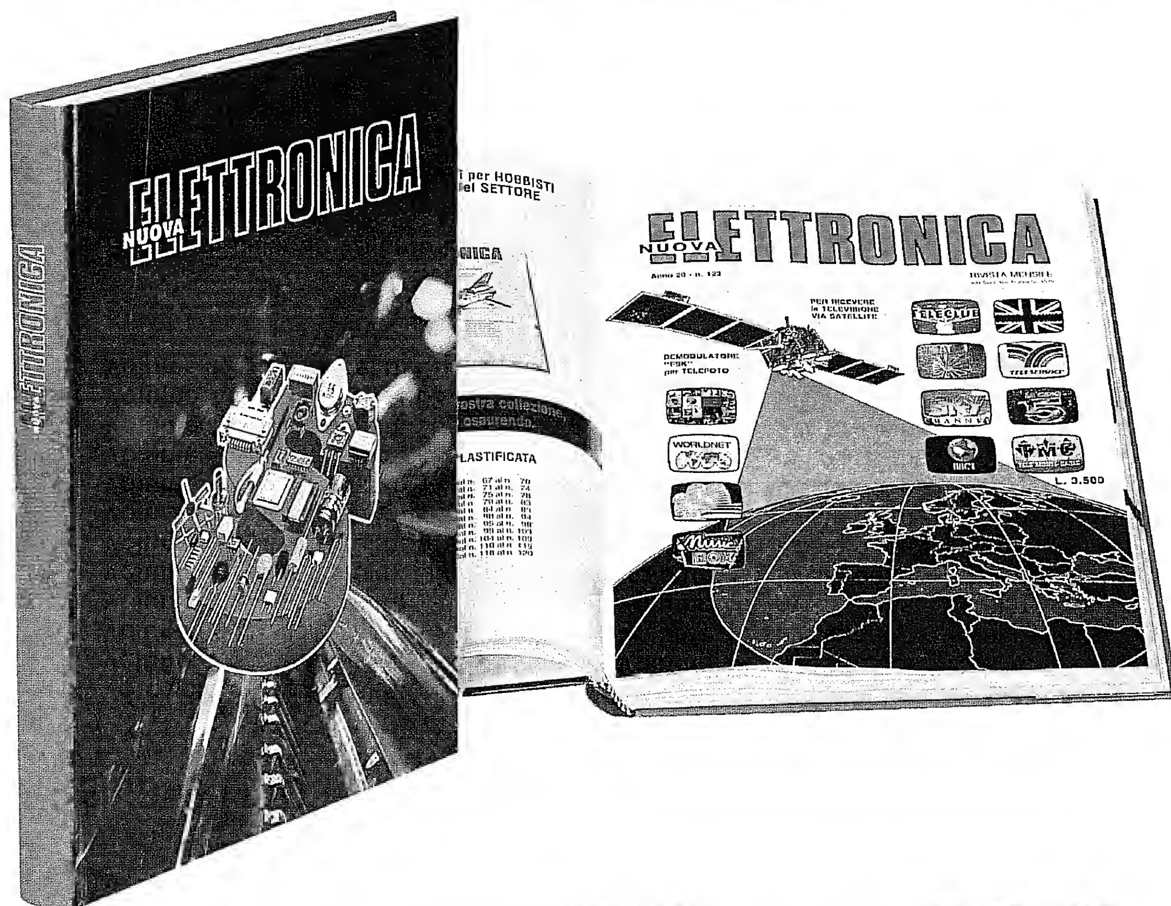
## SCHEMA FIG. 27




Schema per quarzi in **fondamentale** ed in **overtone 3° armonica** che utilizzano un **fet.** Questo oscillatore funziona con una tensione compresa tra i **6** e i **15 volt** con un assorbimento che può variare da **4-5 mA.**
In questo circuito è critico il solo condensatore **C1** posto in parallelo alla **R1** e per questo motivo abbiamo inserito un compensatore da **10/60 pF.**

**R1 = 100.000 ohm 1/4 watt**
**R2 = 390 ohm 1/4 watt**
**C1 = 10/60 pF compensatore**
**C2 = 10.000 pF ceramico**
**C3 = 22 pF ceramico**
**C4 = 22 pF ceramico**
**C5 = 220 pF ceramico**
**C6 = 10/60 pF compens.**
**L1 = bobina sintonia**
**JAF1 = impedenza RF**
**FT1 = fet per RF**
**XTAL = quarzo**

# UNA serie di VOLUMI DIVULGATIVI scritti per HOBBISTI e UTILIZZATI da tutti gli SPECIALISTI del SETTORE




## OGNI VOLUME, DI CIRCA 500 PAGINE, È COMPLETO DI COPERTINA BROSSURATA E PLASTIFICATA

| | | | |
|---|---|---|---|
| **Volume 1** | riviste dal n. 1 al n. 6 | **Volume 13** | riviste dal n. 71 al n. 74 |
| **Volume 2** | riviste dal n. 7 al n. 12 | **Volume 14** | riviste dal n. 75 al n. 78 |
| **Volume 3** | riviste dal n. 13 al n. 18 | **Volume 15** | riviste dal n. 79 al n. 83 |
| **Volume 4** | riviste dal n. 19 al n. 24 | **Volume 16** | riviste dal n. 84 al n. 89 |
| **Volume 5** | riviste dal n. 25 al n. 30 | **Volume 17** | riviste dal n. 90 al n. 94 |
| **Volume 6** | riviste dal n. 31 al n. 36 | **Volume 18** | riviste dal n. 95 al n. 98 |
| **Volume 7** | riviste dal n. 37 al n. 43 | **Volume 19** | riviste dal n. 99 al n. 103 |
| **Volume 8** | riviste dal n. 44 al n. 48 | **Volume 20** | riviste dal n. 104 al n. 109 |
| **Volume 9** | riviste dal n. 49 al n. 55 | **Volume 21** | riviste dal n. 110 al n. 115 |
| **Volume 10** | riviste dal n. 56 al n. 62 | **Volume 22** | riviste dal n. 116 al n. 120 |
| **Volume 11** | riviste dal n. 63 al n. 66 | **Volume 23** | riviste dal n. 121 al n. 126 |
| **Volume 12** | riviste dal n. 67 al n. 70 | **Volume 24** | riviste dal n. 127 al n. 133 |

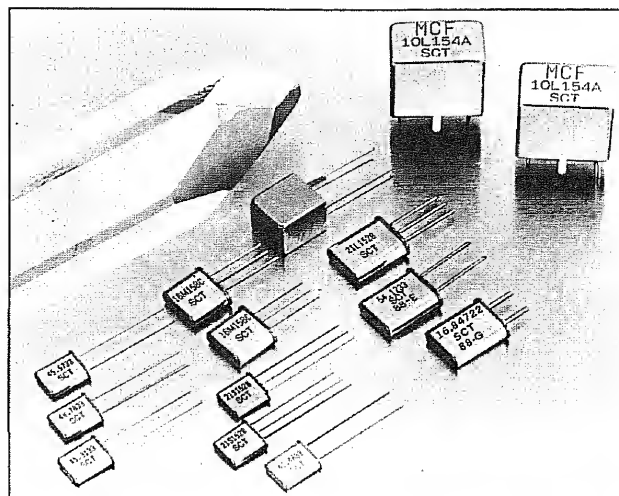
**Prezzo di ciascun volume L. 24.000**

Per richiederli inviare un vaglia o un CCP per l'importo indicato a:
**NUOVA ELETTRONICA, Via Cracovia 19 - 40139 Bologna**

Se avete provato a montare un qualsiasi oscillatore di RF utilizzando un quarzo da **80** o più **MHz** in **quinta armonica**, vi sarete resi conto che per quanti schemi possiate realizzare non riuscirete mai ad ottenere in uscita la frequenza richiesta e vi chiederete quindi se tali difficoltà siano dovute alla vostra incompetenza oppure allo schema prescelto.

Quando trovate uno schema di vostro interesse, prima di montarlo valutate se la fonte risulta affidabile, perchè spesso vengono proposti (da altre pubblicazioni) schemi che nessuno ha mai montato e provato.

Uno stadio oscillatore affidabile deve essere in grado di funzionare non solo con il transistor consigliato, ma anche con qualsiasi altro, purchè abbia un identico **beta** ed una identica **frequenza di taglio**.




# OSCILLATORI per QUARZI in 5° ARMONICA

Per quanto riguarda il **beta** (guadagno), vi consigliamo di utilizzare dei transistor che abbiano un guadagno superiore a **50.**

Gli schemi che vi proponiamo li abbiamo provati con transistor con **beta** di **50-100-150** e tutti hanno regolarmente funzionato senza che vi sia stata apportata alcuna modifica.

Per quanto riguarda la **frequenza di taglio**, vi consigliamo di scegliere dei transistor che l'abbiano notevolmente superiore a quella a cui li si vorrebbe far oscillare.

Ammesso che desideriate costruire uno stadio oscillatore sui **100 MHz**, dovrete scegliere dei transistor con una frequenza di taglio di **250-300 MHz**, o meglio ancora superiore.

I circuiti che vi proponiamo li abbiamo provati utilizzando dei transistor tipo:

**2N918 - 2N2222 - 2N2369 - BSX26 - BFR96**

o altri con caratteristiche similari.

Nel disegnare un circuito stampato personalizzato, cercate sempre di collegare i terminali di tutti quei componenti che vanno a **massa**, in modo tale da farli giungere il più vicino possibile alla pista alla quale risultano collegati la resistenza ed il condensatore posti sull'Emettitore del transistor.

## OSCILLATORE IN 5° ARMONICA - LX.1018/A

Lo schema che vi proponiamo in fig.1 è uno stadio oscillatore idoneo per quarzi in 5° armonica da **79** a **110 MHz**.

I valori delle resistenze riportati in tale schema sono idonei per far lavorare il transistor con una tensione di alimentazione di **12 volt**.

Se alimenterete il circuito a **9 volt**, vi consigliamo di sostituire il valore della **R3**, attualmente di **470 ohm**, con **390 ohm** e con **560 volt** se lo alimenterete con un valore compreso tra **9-11 milliamper**.

Se il transistor assorbe una corrente minore, l'oscillatore può spegnersi, se invece assorbe una corrente maggiore, il transistor può surriscaldarsi.

Con una bobina composta da **5 spire** di filo smaltato da **0,40-0,45 mm** avvolte sopra ad un **nucleo toroidale** tipo **T30.17** (blu-giallo) e con un compensatore da **27 pF**, si riesce a far oscillare qualsiasi quarzo da **79** a **110 MHz**.

Utilizzando questo stadio con quarzi da **79** a **110 MHz**, dovrete sempre utilizzare per la bobina **L1** nuclei toroidali **T30.17 - T44.0 - T44.12**, avvolgendo sopra a questi **4 spire** di filo di rame da **0,40-0,45 mm**.

Questo schema ha la tendenza di far oscillare **più in basso** di **2.000 Hz** circa qualsiasi quarzo, cioè inserendo un quarzo da **100.000.000 Hz** (100 MHz), in uscita si ottiene una frequenza di circa **99.998.000 Hz**.

Per **alzare** la frequenza potrebbe essere sufficiente applicare in **serie** al quarzo un condensatore ceramico da **18-22-27 picoFarad**.

Ricordate di non scendere con tale condensatore sotto ai **18 picoFarad.**

Se con questo schema utilizzerete dei quarzi da 78-80 MHz, dovrete necessariamente aumentare il numero delle spire della bobina L1 da 5 spire a **6-7 spire**.

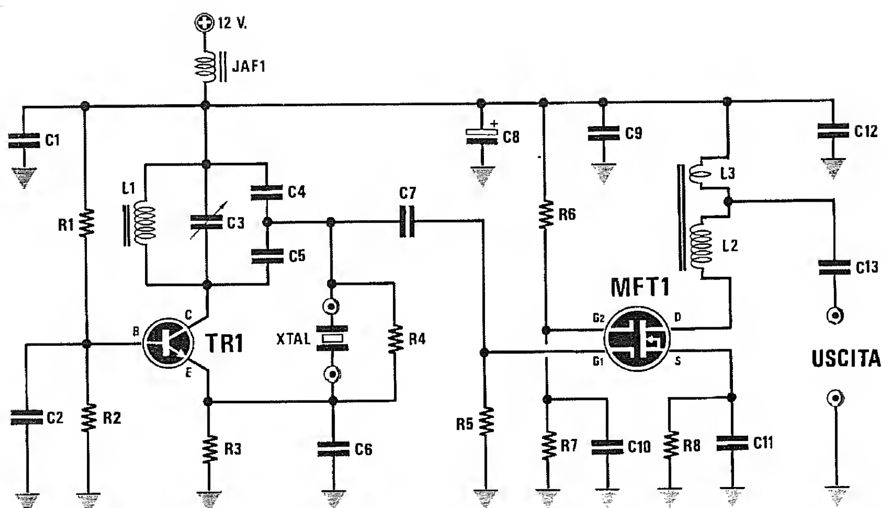



Fig.1 Schema elettrico dell'oscillatore LX.1018/A.

R1 = 6.800 ohm 1/4 watt
R2 = 4.700 ohm 1/4 watt
R3 = 470 ohm 1/4 watt
R4 = 1.000 ohm 1/4 watt
R5 = 1.000 ohm 1/4 watt
R6 = 68.000 ohm 1/4 watt
R7 = 33.000 ohm 1/4 watt
R8 = 100 ohm 1/4 watt
C1 = 10.000 pF a disco
C2 = 12 pF a disco
C3 = 2-27 pF compensatore
C4 = 27 pF a disco
C5 = 27 pF a disco
C6 = 12 pF a disco
C7 = 100 pF a disco
C8 = 10 mF elettr. 63 volt
C9 = 100 pF a disco
C10 = 150 pF a disco
C11 = 330 pF a disco
C12 = 10.000 pF a disco
C13 = 1.000 pF a disco
JAF1 = impedenza antidisturbo
L1 = 4 spire su nucleo NT30.17
L2-L3 = trasform. su Balun
TR1 = NPN tipo 2N2369
MFT1 = mosfet tipo BF966S
XTAL = quarzo in 5° armonica

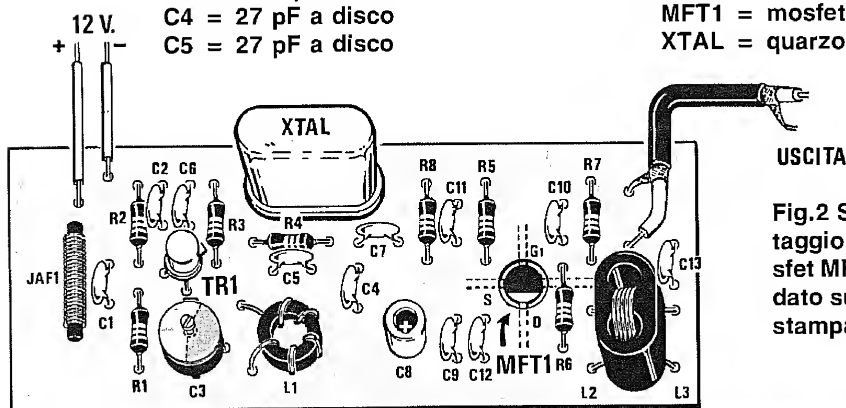



Fig.2 Schema pratico di montaggio dell'LX.1018/A. Il mosfet MFT1 viene montato e saldato sul lato rame del circuito stampato.

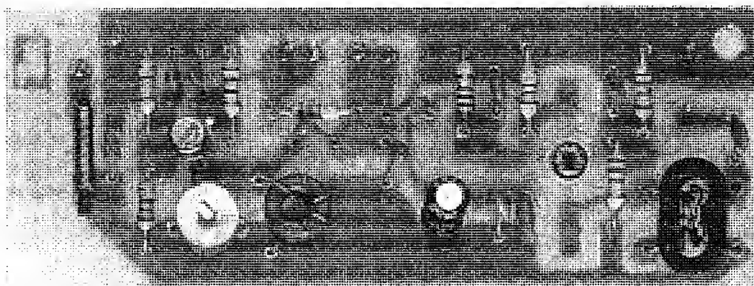


Fig.3 Foto dell'oscillatore LX.1018/A. Lo stampato può ricevere quarzi con corpo miniatura e normale.

Per stabilire se le spire della bobina sono scarse, basterà controllare in che posizione si accorda il compensatore **C3**.

Se le lamelle sono tutte **chiuse**, si potrà aumentare il numero delle spire, se sono tutte **aperte**, si dovrà togliere una sola spira.

Aumentando notevolmente il numero delle spire di L1 o utilizzando un compensatore da 60 pF, si riesce a far oscillare il quarzo anche in **3° armonica**, cioè ad ottenere con un quarzo da **100 Hz** una frequenza di **100 : 5 x 3 = 60 MHz** e relative armoniche, cioè **120-180 MHz**.

Sperimentalmente si potrebbe provare ad alzare le capacità dei condensatori C2-C6, portandole dagli attuali 12 pF a **15-18 pF**, ma non bisognerà aumentare oltre queste due capacità, perchè l'oscillatore potrebbe facilmente oscillare in **3° armonica**.

**NOTA** = per il solo transistor **2N2222** o similare è necessario aumentare la capacità del condensatore C2 posta tra Base e Massa, portandola dagli attuali 12 pF a **27-33 pF**.

## DATI TECNICI

I valori qui sotto riportati sono stati misurati sull'uscita del **buffer** e su un carico di **52 ohm** e con solo quarzi in **5° armonica**.

**LX.1018/A**

| Quarzo oscill. | Potenz. Usc. su 52 ohm | Tensione Usc. su 52 ohm |
|---|---|---|
| 80 MHz | 80 mW | 2,5 volt |
| 90 MHz | 60 mW | 2,0 volt |
| 100 MHz | 40 mW | 1,8 volt |
| 110 MHz | 40 mW | 1,8 volt |

L'attenuazione sulla **2° armonica** si aggira intorno i **-20 dB**.

Lo stadio **Oscillatore** + lo stadio **Buffer** alimentato con una tensione di 12 volt assorbono in totale **20 milliamper**.

## OSCILLATORE IN 5° ARMONICA = LX.1018/B

Questo secondo schema riprodotto in fig.4 è uno stadio oscillatore idoneo per quarzi in 5° armonica da **79** a **110 MHz**.

Provando questo schema con i transistor campione presi per il test, cioè:

**2N918 - 2N2222 - 2N2369 - BSX.26 - BFR.96**

abbiamo constatato che il **2N2222** ha difficoltà ad oscillare, quindi sconsigliamo di usarlo per questa configurazione.

Tutti i valori delle resistenze riportati nell'elenco componenti sono stati calcolati per far assorbire al transistor dai **9 mA** ai **10 mA** alimentandolo con una tensione di **12 volt**.

Con questi stessi valori l'oscillatore funzionerà ugualmente anche alimentato a **6 volt** o a **15 volt.**

Se alimenterete il circuito a **9 volt**, dovrete ridurre il valore della **R4**, portandolo dagli attuali 270 ohm a **220 ohm**, mentre se lo alimenterete a **15 volt**, dovrete aumentare il valore di tale resistenza a **330-390 ohm**.

Per quanto concerne la bobina **L1**, potrete avvolgere su un **nucleo toroidale** tipo **T30.17** (blu-giallo), o **T30.0** (marrone), oppure **T44.12** (verde-bianco), **4 spire** utilizzando del filo di rame smaltato da **0,40-0,45 mm**.

Con tale bobina riuscirete a far oscillare qualsiasi quarzo da **79** a **110 MHz**.

Questo schema ha la tendenza a far oscillare **più in alto** di circa **2.000 Hz** qualsiasi quarzo, quindi inserendo un quarzo da **100.000.000 Hz** (100 MHz), in uscita si otterrà una frequenza di **100.002.000 Hz**.

Per **abbassare** la frequenza è sufficiente ridurre il valore della **R3** applicata in **parallelo** al quarzo, portandola ad esempio a **470-390-330 ohm 1/4 watt** (vedi fig.4), oppure applicare in **serie** al quarzo una bobina avvolta in aria, composta da **4-5-6 spire** con filo smaltato da 0,4-0,5 avvolto su un diametro di **6 mm**.

Non aumentate oltre a **6** il numero delle spire di tale bobina, perchè potreste rendere l'oscillatore instabile.

Utilizzando dei quarzi da 78-80 MHz, è anche necessario aumentare di **1-2 spire** l'avvolgimento **L1** sul nucleo toroidale.

In questo circuito è **assolutamente necessario** applicare in parallelo al quarzo una resistenza compresa tra **1.000 - 330 ohm** (vedi R3), per evitare che il quarzo oscilli sulla **3° armonica**.

Il condensatore **C5** applicato in parallelo alla resistenza **R4** dell'Emettitore, deve risultare compreso tra **220-390 pF**.

Se aumenterete tale capacità portandola ad esempio a **820-1.000 pF**, il quarzo oscillerà preferibilmente sulla **3° armonica**, quindi inserendo un quarzo da **100 MHz** otterrete **60** o **120 MHz** (100 : 5 x 3) o un suo multiplo.

## DATI TECNICI

I valori qui sotto riportati, sono stati misurati sul-

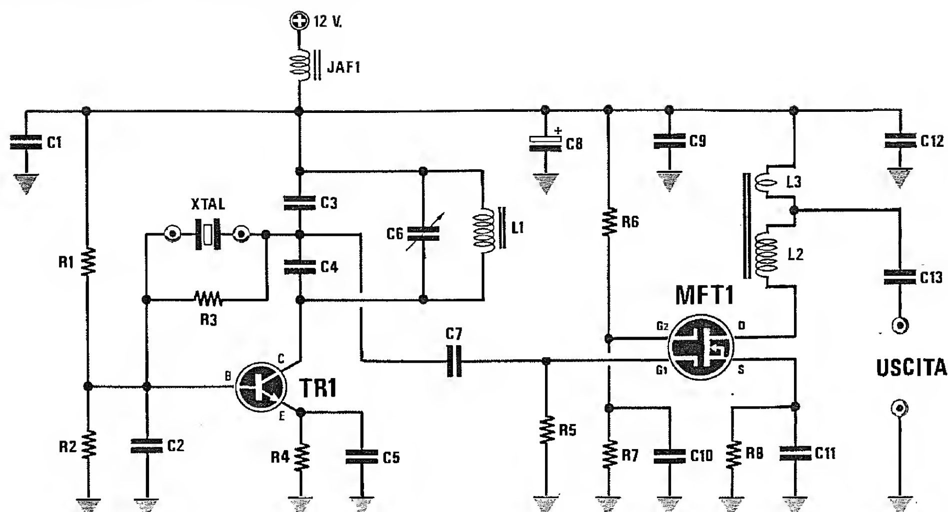



Fig.4 Schema elettrico dell'oscillatore LX.1018/B.

R1 = 8.200 ohm 1/4 watt
R2 = 3.900 ohm 1/4 watt
R3 = 1.000 ohm 1/4 watt
R4 = 270 ohm 1/4 watt
R5 = 1.000 ohm 1/4 watt
R6 = 68.000 ohm 1/4 watt
R7 = 33.000 ohm 1/4 watt
R8 = 100 ohm 1/4 watt
C1 = 10.000 pF a disco
C2 = 18 pF a disco
C3 = 33 pF a disco
C4 = 33 pF a disco
C5 = 330 pF a disco
C6 = 2-27 pF compensatore
C7 = 100 pF a disco
C8 = 10 mF elettr. 63 volt
C9 = 100 pF a disco
C10 = 150 pF a disco
C11 = 330 pF a disco
C12 = 10.000 pF a disco
C13 = 1.000 pF a disco
JAF1 = impedenza antidisturbo
L1 = 4 spire su nucleo NT3017
L2-L3 = trasform. su balun
TR1 = NPN tipo 2N2369
MFT1 = mosfet tipo BF966S
XTAL = quarzo in 5° armonica

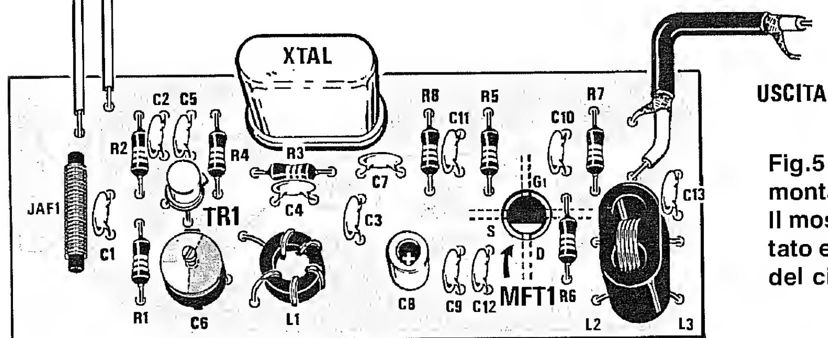



Fig.5 Schema pratico di montaggio dell'LX.1018/B. Il mosfet MFT1 viene montato e saldato sul lato rame del circuito stampato.

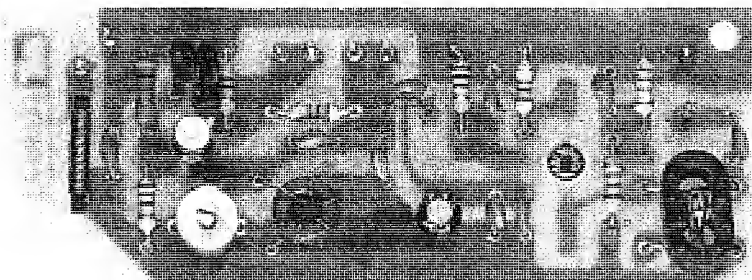


Fig.6 Foto dell'oscillatore LX.1018/B. Tutti gli stampati vengono forniti completi di disegno serigrafico.

l'uscita del **Buffer** su un carico di **52 ohm** e con soli quarzi in **5° armonica**.

**LX.1018/B**

| Quarzo oscill. | Potenz. Usc. su 52 ohm | Tensione Usc. su 52 ohm |
|---|---|---|
| 80 MHz | 50 mW | 2,2 volt |
| 90 MHz | 40 mW | 1,8 volt |
| 100 MHz | 30 mW | 1,3 volt |
| 110 MHz | 30 mW | 1,3 volt |

L'attenuazione sulla **2° armonica** si aggira intorno i **-20 dB**.

Lo stadio **Oscillatore** + lo stadio **Buffer**, alimentato con una tensione di 12 volt, assorbono in totale **20 milliamper**.

## OSCILLATORE IN 5° ARMONICA - LX.1018/C

Lo schema riportato in fig.7 è quasi analogo a quello visibile in fig.1.

L'unica variante è costituita dal partitore capacitivo (vedi C5-C6), che anzichè essere collegato in parallelo alla bobina di sintonia L1 risulta collegato tra Collettore e Massa.

Questo circuito è idoneo a far oscillare qualsiasi quarzo in 5° armonica da **79** a **110 MHz**, ma risulta un pò più critico.

I valori delle resistenze sono stati calcolati per far funzionare il circuito con una tensione di alimentazione di **12 volt** e con tale tensione il transistor assorbirà **9-10 milliamper**.

Se realizzerete questo stadio oscillatore per alimentarlo con una tensione di **9 volt**, vi consigliamo di modificare il valore della **R3** dagli attuali 330 ohm a **270 ohm**, mentre se preferite alimentarlo a 15 volt, vi suggeriamo di elevare il valore di tale resistenza a **390-470 ohm**.

Utilizzando questo stadio con quarzi da **79** a **110 MHz**, dovrete sempre usare per la bobina **L1** nuclei toroidali **T30.17 - T44.0 - T44.12**, avvolgendo sopra a questi **4 spire** di filo di rame da **0,40-0,45 mm**.

Questo oscillatore ha la tendenza di oscillare più in basso di **1.000-2.000 Hz** rispetto a quanto riportato sull'involucro, pertanto si potrà alzare la sua frequenza aumentando il valore di C3 a **27-33 pF**.

Non scendete con tale capacità sotto ai **22 pF**, perchè l'oscillatore si spegnerebbe.

Questo oscillatore non risulta idoneo per far oscillare quarzi in **3° armonica**, quindi non utilizzatelo per quarzi minori di 50 MHz, perchè difficilmente riuscireste a farli funzionare.

**NOTA** = Nel caso del solo transistor **2N2369**, consigliamo di utilizzare per C2 una capacità di **18 pF** anzichè di 22 pF come riportato nell'elenco componenti.

## DATI TECNICI

I valori qui sotto riportati sono stati misurati sull'uscita del **Buffer**, su un carico di **52 ohm** e con soli quarzi in **5° armonica**.

**LX.1018/C**

| Quarzo oscill. | Potenz. Usc. su 52 ohm | Tensione Usc. su 52 ohm |
|---|---|---|
| 80 MHz | 50 mW | 2,2 volt |
| 90 MHz | 40 mW | 1,8 volt |
| 100 MHz | 40 mW | 1,8 volt |
| 110 MHz | 40 mW | 1,8 volt |

L'attenuazione sulla **2° armonica** si aggira intorno i **-20 dB**.

Lo stadio **Oscillatore** + lo stadio **Buffer** alimentato con una tensione di 12 volt assorbono in totale **19 milliamper**.

## OSCILLATORE IN 5° ARMONICA - LX.1018/D

Questo oscillatore funziona sia con quarzi in **3° armonica** che con quarzi in **5° armonica** (vedi fig.10).

In questo circuito abbiamo un solo componente critico, cioè il condensatore C5 da **47 pF** applicato in parallelo alla resistenza dell'Emettitore.

Abbassando tale capacità a **39-33-27-22 pF**, automaticamente **aumenterà** la frequenza generata dal quarzo di **1.000 - 1.500 - 2.000 Hz**, quindi da un quarzo da **100.000.000 Hz** in uscita si otterranno **100.001.000** o **100.001.500 Hz**.

Aumentando notevolmente questa capacità, un qualsiasi quarzo in **5° armonica** oscillerà soltanto sulla **3° armonica** se il numero delle spire avvolte sulla bobina **L1** è sufficiente per accordarsi su questa frequenza.

In questo circuito, in parallelo al quarzo sono state inserite una resistenza da **820 ohm** (vedi R2) ed una capacità da **10 pF** (vedi C2).

Il valore della resistenza R2 potrà variare da **470** a **1.000 ohm** e, come noterete, al variare di tale valore si riesce a modificare di poche **centinaia** di Hertz la frequenza generata.

Se useremo per **R2** un valore di **470 ohm**, potrebbe risultare utile abbassare leggermente il valore della R1 portandola dagli attuali 5.600 ohm a **4.700 ohm**.

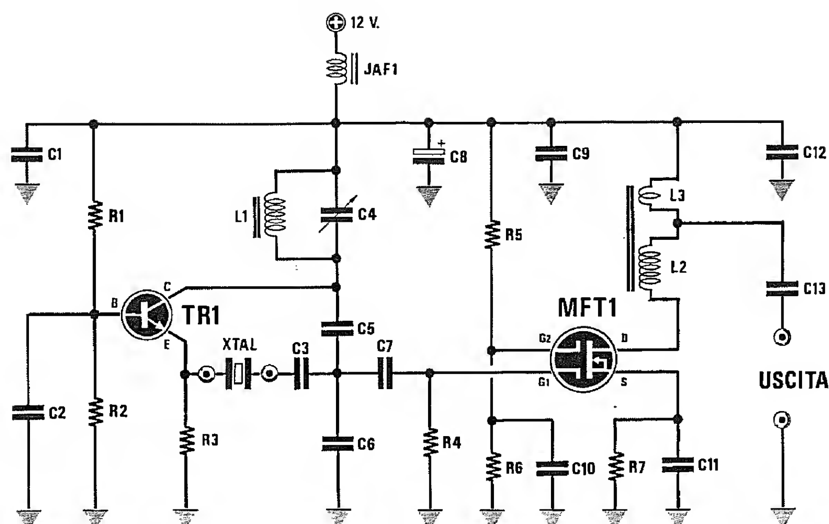



Fig.7 Schema elettrico dell'oscillatore LX.1018/C.

R1 = 8.200 ohm 1/4 watt
R2 = 3.900 ohm 1/4 watt
R3 = 330 ohm 1/4 watt
R4 = 1.000 ohm 1/4 watt
R5 = 68.000 ohm 1/4 watt
R6 = 33.000 ohm 1/4 watt
R7 = 100 ohm 1/4 watt
C1 = 10.000 pF a disco
C2 = 22 pF a disco
C3 = 22 pF a disco
C4 = 2-27 pF compensatore
C5 = 27 pF a disco
C6 = 27 pF a disco
C7 = 100 pF a disco
C8 = 10 mF elettr. 63 volt
C9 = 100 pF a disco
C10 = 150 pF a disco
C11 = 330 pF a disco
C12 = 10.000 pF a disco
C13 = 1.000 pF a disco
JAF1 = impedenza antidisturbo
L1 = 4 spire su nucleo NT3017
L2-L3 = trasform. su Balun
TR1 = NPN tipo 2N2369
MFT1 = mosfet tipo BF966S
XTAL = quarzo in 5° armonica

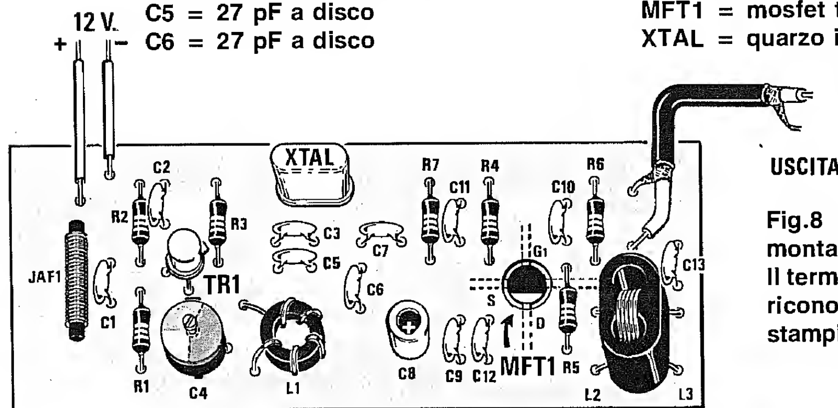



Fig.8 Schema pratico di montaggio dell'LX.1018/C. Il terminale D del mosfet si riconosce dalla mezzaluna stampigliata sul suo corpo.

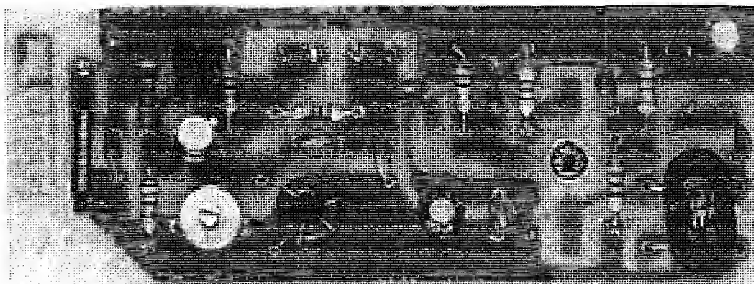


Fig.9 Foto dell'oscillatore LX.1018/C. Si noti a destra il foro dal quale fuoriesce il corpo del mosfet MFT1.

**NOTA** = Non dovrete togliere il condensatore da **10 pF** (vedi C2) posto in parallelo al quarzo, anche se sull'oscilloscopio o su un frequenzimetro non si noterà alcuna differenza, perchè questa capacità serve soltanto a ridurre le frequenze armoniche.

Se il transistor dovesse assorbire più di **9-10 milliamper**, dovrete aumentare il valore della resistenza di Emettitore portandolo dagli attuali 470 ohm a **560 ohm**, mentre se assorbisse meno di **8 milliamper**, consigliamo di abbassare tale valore portandolo a **390 ohm**.

I valori riportati nello schema elettrico sono stati calcolati per alimentare tale stadio con una tensione di **12 volt**.

Come potrete constatare, con questi stessi valori l'oscillatore funzionerà anche alimentato con **6** oppure **15 volt**.

La bobina di sintonia **L1** per lavorare in gamma **80-110 MHz** è composta da **4 spire** di filo di rame da **0,40-0,45 mm.**, avvolte su un nucleo toroidale tipo **T30.17-T44.0-T44.12.**

Volendo utilizzare dei quarzi con frequenza inferiore agli 80 MHz, consigliamo di aumentare il numero delle spire, portandolo a **6 spire**.

## DATI TECNICI

I valori qui sotto riportati sono stati misurati sull'uscita del **Buffer** e su un carico di **52 ohm** e con soli quarzi in **5° armonica**.

**LX.1018/D**

| Quarzo oscill. | Potenz. Usc. su 52 ohm | Tensione Usc. su 52 ohm |
|---|---|---|
| 80 MHz | 80 mW | 2,5 volt |
| 90 MHz | 60 mW | 2,0 volt |
| 100 MHz | 40 mW | 1,8 volt |
| 110 MHz | 40 mW | 1,8 volt |

L'attenuazione sulla **2° armonica** si aggira intorno i **-20 dB**.

Lo stadio **Oscillatore** + lo stadio **Buffer** alimentato con una tensione di 12 volt assorbono in totale **20 milliamper**.

## STADIO SEPARATORE

Anche se per comodità si preleva sempre il segnale di **RF** direttamente dallo stadio oscillatore tramite un condensatore da **10-20 pF**, vi consigliamo di utilizzare un **buffer** che separi l'uscita dello stadio oscillatore dagli stadi preamplificatori successivi.

Negli schemi riportati abbiamo utilizzato uno stadio assolutamente non critico, che potrete usare da un minimo di **55-60 MHz** fino ad un massimo di **130-140 MHz**.

Questo stadio alimentato con una tensione di **12 volt** assorbe circa **10 milliamper**.

## REALIZZAZIONE PRATICA

Sugli stampati LX.1018 visibili nelle figg.17-18 a grandezza naturale, dovrete montare tutti i componenti richiesti.

Per quanto riguarda la bobina **L1** dovrete avvolgere sul nucleo toroidale **4 spire**, utilizzando del filo smaltato da **0,40 mm.** oppure da **0,45 mm.**

Terminato l'avvolgimento, ricordatevi di raschiare le estremità dei due fili in modo da eliminare lo smalto protettivo.

Come potrete notare, il transistor TR1 andrà montato sullo stampato rivolgendo la tacca di riferimento verso la resistenza R3, mentre il mosfet MFT1 andrà saldato dal lato rame, rivolgendo il terminale più lungo **Drain** verso la pista alla quale collegherete il balun.

Sulla parte superiore del corpo del mosfet noterete una **mezzaluna** (vedi fig.13), che serve da riferimento per indicare il terminale **Drain**.

Per la realizzazione del **balun** dovrete prendere due spezzoni di filo smaltato da **0,5 mm.** e tagliarli nelle seguenti lunghezze:

**L2** spezzone lungo **10 cm** per fare **3,5 spire**
**L3** spezzone lungo **5 cm** per fare **1,5 spire**

Per distinguere i capi della bobina L2 da quelli della L3, vi consigliamo di raschiare le estremità dello spezzone di L2 e di ricoprirle con un leggero strato di stagno e quelle della bobina L3, lasciando in questo caso il rame nudo.

Avvolgete all'interno del nucleo le **3,5 spire** della bobina **L2** ed al termine di questa operazione entrambe le estremità del filo fuoriusciranno dallo stesso lato.

Prendete il secondo spezzone di filo, avvolgete all'interno del nucleo le **1,5 spire** della bobina **L3** e vi ritroverete con le estremità del filo appaiate a quelle della bobina L2 (vedi fig.14).

È molto **importante** che il senso di avvolgimento delle due bobine L2-L3 sia **identico**, perchè se avvolgerete la bobina **L3** in senso inverso a quello della bobina **L2** non otterrete più un adattatore d'impedenza.

I due terminali della bobina L2 andranno inseriti nei fori dello stampato, orientati verso il mosfet

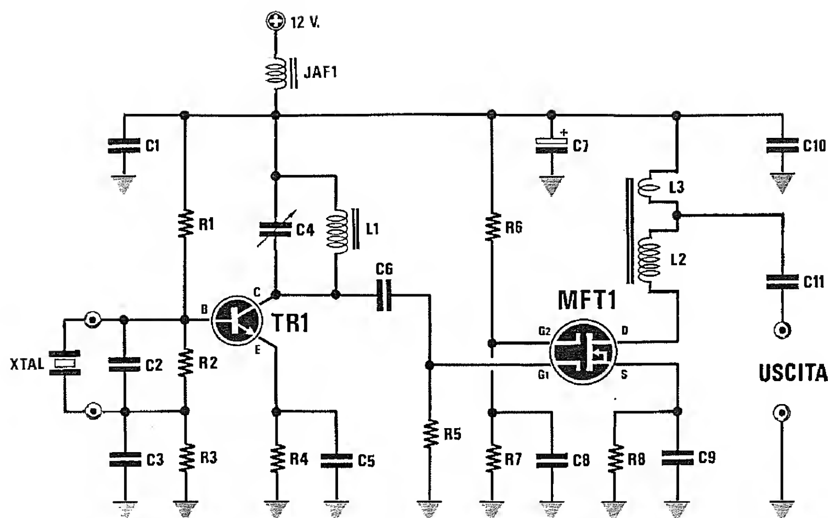



Fig.10 Schema elettrico dell'oscillatore LX.1018/D.

R1 = 5.600 ohm 1/4 watt
R2 = 820 ohm 1/4 watt
R3 = 4.700 ohm 1/4 watt
R4 = 470 ohm 1/4 watt
R5 = 1.000 ohm 1/4 watt
R6 = 68.000 ohm 1/4 watt
R7 = 33.000 ohm 1/4 watt
R8 = 100 ohm 1/4 watt
C1 = 10.000 pF a disco
C2 = 10 pF a disco
C3 = 1.000 pF a disco
C4 = 2-27 pF compensatore
C5 = 47 pF a disco
C6 = 100 pF a disco
C7 = 10 mF elettr. 63 volt
C8 = 150 pF a disco
C9 = 330 pF a disco
C10 = 10.000 pF a disco
C11 = 1.000 pF a disco
JAF1 = impedenza antidisturbo
L1 = 4 spire su nucleo NT30.17
L2-L3 = trasform. su Balun
TR1 = NPN tipo 2N2369
MFT1 = mosfet tipo BF966S
XTAL = quarzo in 5° armonica

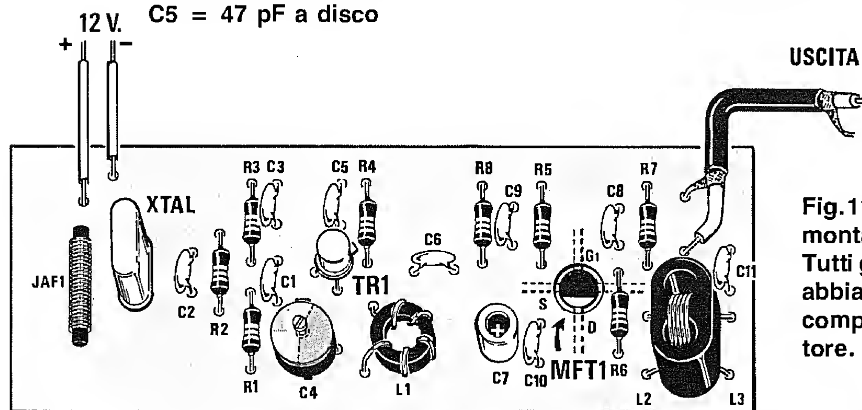



Fig.11 Schema pratico di montaggio dell'LX.1018/D. Tutti gli stadi oscillatori che abbiamo presentato sono completi di stadio separatore.

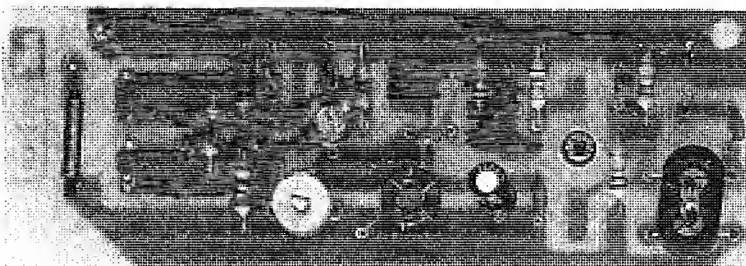


Fig.12 Foto dell'oscillatore LX.1018/D. In questo circuito il quarzo risulta collocato sul lato sinistro.

MFT1 ed indicati dalla sigla **L2**, mentre i due terminali della bobina L3 andranno inseriti nei fori dello stampato, orientati verso l'esterno e contrassegnati con la sigla **L3**.

Le piste in rame poste sotto allo stampato provvederanno a collegare in fase i due avvolgimenti L2 ed L3.

Il quarzo da voi prescelto andrà saldato sui due terminali indicati **XTAL** e poichè questi ultimi li potrete reperire nel formato miniatura o normale, sullo stampato abbiamo previsto quattro fori.

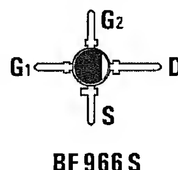
Portato a termine il montaggio, sarà sufficiente che alimentiate il circuito, ponendo sulla sua uscita un **frequenzimetro digitale** e ruotando il compensatore C3 fino a quando non leggerete la frequenza del quarzo.

**IMPORTANTE** = Una volta tarato il compensatore, provate a toccare con un dito il corpo del transistor TR1 o le piste sottostanti.

Così facendo l'oscillatore si dovrà **spegnere** e togliendo il dito dovrà tornare a funzionare immediatamente.

Se rimane spento, dovrete ruotare di pochissimo il compensatore C3.

Per gli altri stadi oscillatori da noi descritti, dovrete montare sui rispettivi stampati i componenti come indicato nei relativi schemi pratici.



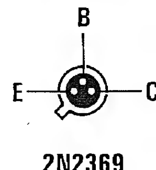




**Fig.13 Connessioni del 2N2369 viste da sotto e del BF966/S viste da sopra. Il terminale D del mosfet si riconosce dalla mezzaluna stampigliata sul suo corpo.**

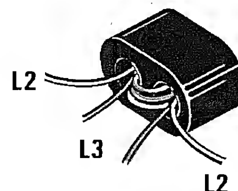



**Fig.14 I due avvolgimenti L3-L2 andranno inseriti nei due fori presenti nel trasformatore Balun come spiegato nell'articolo.**

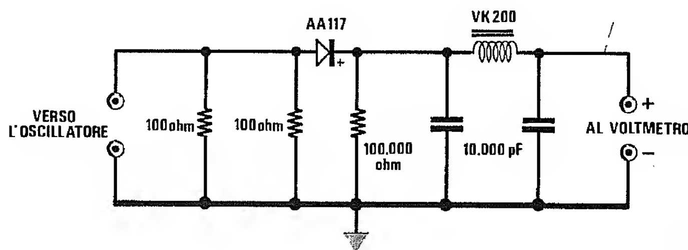
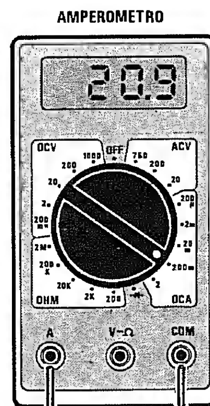



**Fig.15 Per misurare la tensione RF erogata da uno stadio oscillatore, potrete costruire questa semplice sonda rivelatrice. Il diodo rivelatore da utilizzare per questa sonda dovrà essere al GERMANIO e non al silicio.**



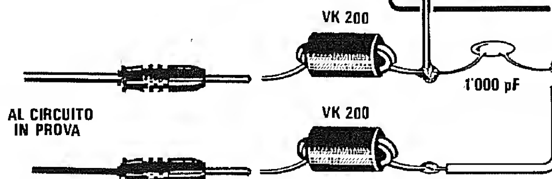




**Fig.16 Per misurare la corrente assorbita dallo stadio oscillatore, applicate in serie ai due terminali del tester due impedenze VK ed un condensatore da 1.000 pF, per impedire che l'RF entri nello strumento.**

## PER CONCLUDERE

Tutti gli schemi di oscillatori da noi proposti, se non è espressamente indicato, sono idonei per funzionare solo con quarzi in 5° armonica, cioè con frequenze superiori a **79 MHz**.

Ricordatevi che ponendo in serie al circuito di alimentazione un tester per controllarne l'assorbimento in **milliamper**, è molto probabile che i fili di quest'ultimo entrino **in risonanza** e che le bobine di **shunt** (resistenze a filo avvolte a spirale) presenti all'interno dello strumento si sintonizzino sulla frequenza generata, **sfalsando** la lettura.

Per evitare questo inconveniente, consigliamo di applicare direttamente in serie ed in prossimità delle boccole di ingresso due **impedenze di RF** e dei condensatori di fuga come evidenziato in fig.16.

Nei dati delle caratteristiche, abbiamo riportato oltre al valore in **millivolt** del segnale presente in uscita, anche l'ampiezza della 2° armonica, che potrebbe esservi molto utile nel caso voleste realizzare degli stadi amplificatori moltiplicatori.

Ad esempio, realizzando un oscillatore sui **100 MHz**, automaticamente sull'uscita vi ritroverete sia la **2° armonica** pari a **100 + 100 = 200 MHz**, sia la **3° armonica** pari a **100 + 100 + 100 = 300 MHz**.

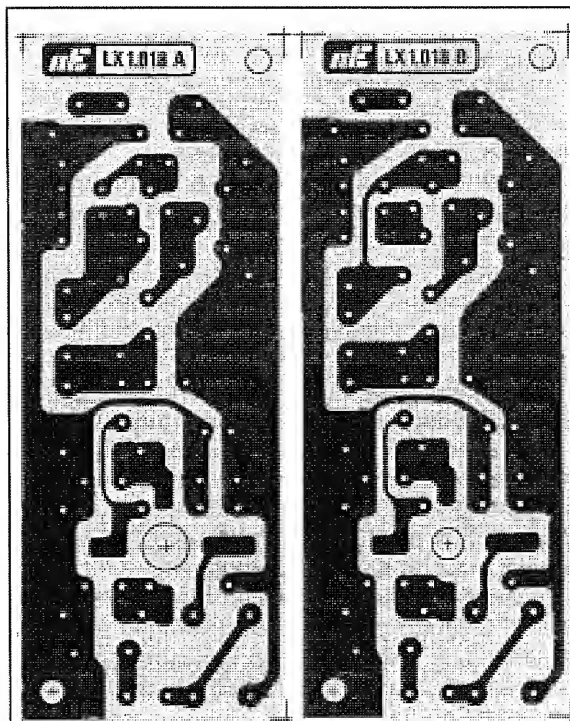


**Fig.17 Disegni a grandezza naturale, visti dal lato rame, dei due stampati necessari per la realizzazione degli stadi oscillatori siglati LX.1018/A e LX.1018/B. Si consiglia di utilizzare dei supporti in fibra di vetro per ridurre al minimo le perdite di RF.**

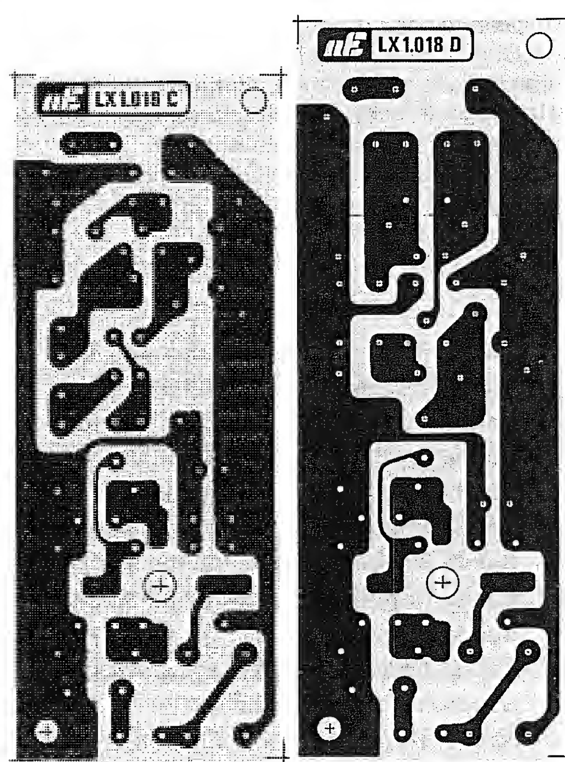



**Fig.18 Disegni a grandezza naturale, visti dal lato rame, dei due stampati necessari per la realizzazione degli stadi oscillatori siglati LX.1018/C e LX.1018/D. Gli stampati da noi forniti sono completi di disegno serigrafico e le piste sono tutte protette con una speciale vernice antiossidante.**



# V.F.O. da 40 mW modulati in FM

Il VFO è un oscillatore variabile in grado di generare segnali di RF.

Al circuito progettato per questo VFO, che utilizza un fet ed un transistor VHF, abbiamo aggiunto un amplificatore finale a **larga banda** che, come vedrete, è un piccolissimo integrato in grado di amplificare di circa **13 dB** qualsiasi segnale di RF da **0 Hertz** fino a **1.000 Megahertz** (vedi fig.1).

Applicando sul suo ingresso un qualsiasi segnale di AF-VHF-UHF, sulla sua uscita potrete prelevare un segnale amplificato di **13 dB**, vale a dire **20 volte in potenza**, perfettamente adattato per un'impedenza caratteristica di **50 ohm.**

Il VFO che vi presentiamo è in grado di erogare in uscita un segnale di **40 milliWatt**, quindi già applicando questo segnale ad un'antenna calcolata per la frequenza di lavoro, otterrete un efficiente **microtrasmettitore in FM.**

Poichè con **una sola** bobina non riuscirete mai a **spazzolare** una gamma compresa tra **2** e **220 MHz**, prima di costruire il VFO dovrete già conoscere su quali frequenze volete operare.

In base alla gamma prescelta vi indicheremo il numero delle spire da avvolgere per la bobina **L1** e quale tipo di diodi **varicap** utilizzare.

La banda che potrete ottenere con questi circuiti può essere così suddivisa:

| | | | | | |
|---|---|---|---|---|---|
| **Banda frequenza** | **=** | **da** | **220** | **a** | **179 MHz** |
| **Banda frequenza** | **=** | **da** | **180** | **a** | **150 MHz** |
| **Banda frequenza** | **=** | **da** | **152** | **a** | **125 MHz** |
| **Banda frequenza** | **=** | **da** | **127** | **a** | **108 MHz** |
| **Banda frequenza** | **=** | **da** | **113** | **a** | **81 MHz** |
| **Banda frequenza** | **=** | **da** | **82** | **a** | **59 MHz** |
| **Banda frequenza** | **=** | **da** | **63** | **a** | **46 MHz** |
| **Banda frequenza** | **=** | **da** | **46** | **a** | **36 MHz** |
| **Banda frequenza** | **=** | **da** | **36** | **a** | **23 MHz** |
| **Banda frequenza** | **=** | **da** | **23** | **a** | **15 MHz** |
| **Banda frequenza** | **=** | **da** | **15** | **a** | **7 MHz** |
| **Banda frequenza** | **=** | **da** | **7,5** | **a** | **3,9 MHz** |
| **Banda frequenza** | **=** | **da** | **4,2** | **a** | **2,2 MHz** |

I CB, ai quali interessa la sola gamma da **26** a **28 MHz**, possono costruire il VFO che copre la gamma da **23** a **36 MHz**.

Le Radio Private, alle quali interessa la gamma da **88** a **108 MHz**, possono costruire il solo VFO che copre la gamma da **81** a **113 MHz**.

Passando ai Radioamatori, che lavorano su più gamme, possono scegliere il VFO che copre la sola gamma di loro interesse.

Chi intendesse utilizzare il VFO su bande diverse, ad esempio **144 MHz** e **21 MHz**, dovrà costruirne due ed usare un deviatore per togliere l'alimentazione sul VFO non interessato.

Facciamo presente che la copertura di gamma riportata a fianco non deve essere assunta come valore **assoluto**, perchè se userete un filo di diametro diverso oppure se varierete il diametro del supporto o la spaziatura tra spira e spira, potrete facilmente ottenere sulle sole frequenze più alte dei salti di qualche **decina** di Megahertz.

Quindi non ritenetelo un difetto se, avendo scelto il VFO da noi segnalato come idoneo a coprire la gamma da **152** a **125 MHz**, riscontrerete all'atto pratico che questo copre da **143** a **116 MHz** oppure da **162** a **131 MHz**.

Un altro vantaggio offerto da questi VFO è quello di presentare, già inserito nello stampato, un diodo varicap supplementare (vedi DV1) per modulare in **frequenza** il segnale AF/VHF.

## SCHEMA ELETTRICO

In questo VFO (vedi fig.2) il transistor PNP tipo **BFR.99** è il vero stadio **oscillatore**, mentre il fet FT1, un **PN.4416**, che trovate ad esso collegato, può essere considerato come un efficace **controllo automatico di reazione**, che provvederà a modificare automaticamente l'accoppiamento Emettitore-Collettore di **TR1** in funzione della frequenza di lavoro.

In pratica questo fet agisce come un normale **compensatore** che autoregola la propria capacità in funzione della gamma di lavoro.

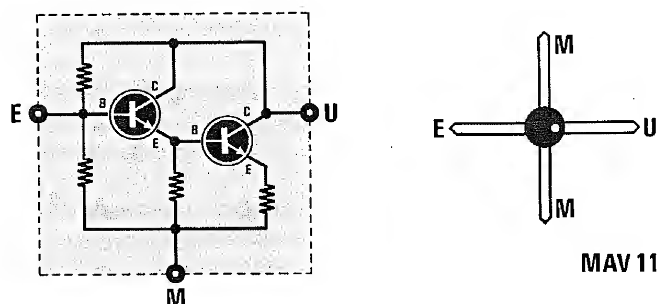



Fig.1 L'integrato MAV.11 è un amplificatore a larga banda in grado di amplificare di 13 dB qualsiasi segnale di AF fino ad un massimo di 1 Gigahertz. In questo integrato il PALLINO di riferimento è posto in corrispondenza del terminale di USCITA.

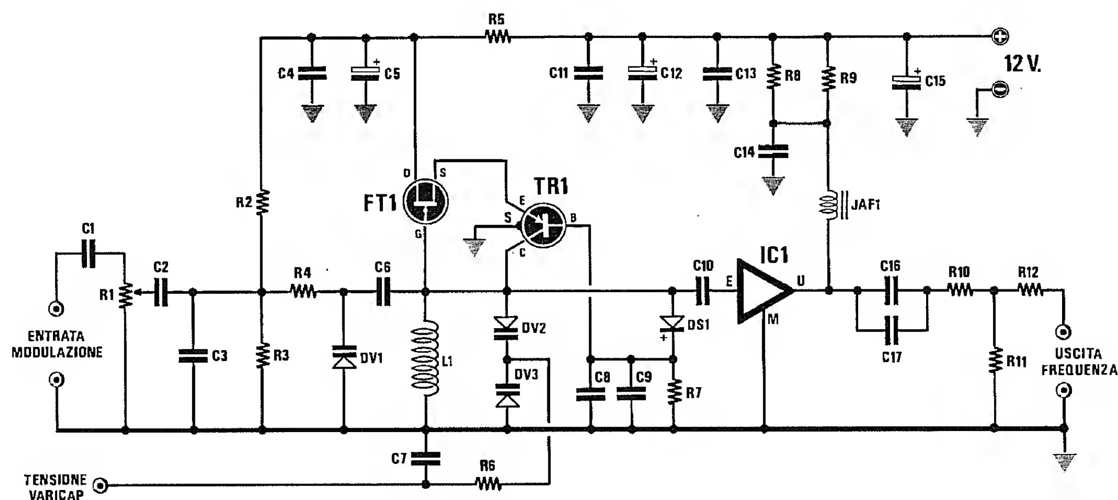



Fig.2 Schema elettrico del VFO completo di finale a larga banda.

ELENCO COMPONENTI LX.1029

R1 = 10.000 ohm trimmer
R2 = 47.000 ohm 1/4 watt
R3 = 47.000 ohm 1/4 watt
R4 = 100.000 ohm 1/4 watt
R5 = 100 ohm 1/4 watt
R6 = 56.000 ohm 1/4 watt
R7 = 10.000 ohm 1/4 watt
R8 = 270 ohm 1/4 watt
R9 = 270 ohm 1/4 watt
R10 = 2,7 ohm 1/4 watt
R11 = 470 ohm 1/4 watt
R12 = 2,7 ohm 1/4 watt
C1 = 1 mF poliestere
C2 = 1 mF poliestere
C3 = 10.000 pF poliestere
C4 = 10.000 pF poliestere
C5 = 10 mF elettr. 63 volt
C6 = 1,5 pF a disco
C7 = 1.000 pF a disco
C8 = 10.000 pF a disco
C9 = 33 pF a disco
C10 = vedi testo
C11 = 10.000 pF a disco
C12 = 10 mF elettr. 63 volt
C13 = 10.000 pF a disco
C14 = 10.000 pF a disco
C15 = 47 mF elettr. 25 volt
C16 = 1.000 pF ceramico X7R
C17 = 10.000 pF ceramico X7R
C18 = vedi testo
L1 = vedi testo
JAF1 = impedenza di blocco JAF3.45
DV1 = diodo varicap tipo BB.222
DV2 = vedi testo
DV3 = vedi testo
DS1 = diodo schottky tipo BAR10
TR1 = PNP tipo BFR.99
FT1 = fet tipo PN.4416
IC1 = integrato RF tipo MAV.11

Quando il VFO lavorerà su frequenze molto basse, si avrà una maggiore capacità di **reazione** rispetto a quando il VFO lavorerà a frequenze elevate e per questo motivo tale oscillatore non avrà problemi ad oscillare sia a **2 MHz** sia a **220 MHz**.

Congiuntamente al fet trovate in questo circuito un **diodo schottky** (vedi DS1), che viene utilizzato come **controllo automatico di guadagno** per assicurare in uscita un segnale sufficientemente equalizzato.

Se il segnale generato dovesse aumentare considerevolmente, il diodo DS1 provvederà a rendere più positiva la Base del transistor TR1 e poichè questo è un PNP, il suo guadagno diminuirà.

Se il segnale generato dovesse ridursi in ampiezza, automaticamente il diodo DS1 ridurrà la tensione positiva sulla Base di TR1 e di conseguenza il suo guadagno aumenterà.

La **frequenza** di oscillazione è determinata dal valore della induttanza **L1** e dalla capacità dei due diodi varicap siglati **DV2-DV3**.

Come vi spiegheremo, per ogni gamma di lavoro prescelta dovrete soltanto utilizzare una bobina **L1** con un diverso numero di spire e dei diodi varicap **DV2-DV3** di valore appropriato.

Oltre a questi due componenti anche il condensatore di accoppiamento **C10** dovrà essere scelto con una capacità appropriata alla frequenza di lavoro.

Il terzo diodo varicap siglato **DV1**, che troviamo applicato ad un estremo della bobina **L1** tramite il condensatore **C6**, serve per modulare in **FM** il segnale generato.

Come noterete, questo **DV1** viene polarizzato tramite le due resistenze **R2** ed **R3** a **metà** tensione di alimentazione, per poter ottenere una variazione di capacità lineare sia in presenza delle semionde positive sia di quelle negative.

Il segnale di BF applicato sulle boccole **ENTRATA MODULAZIONE** verrà dosato dal trimmer **R1**, in modo da ottenere una **deviazione** di frequenza conforme alle nostre esigenze.

Un basso segnale di BF vi darà una modulazione a **banda stretta**, un segnale elevato una modulazione a **banda larga**.

Poichè dal solo stadio oscillatore (TR1 + FT1) si otterrebbe in uscita un segnale di pochi **milliWatt**, per amplificarlo in potenza abbiamo utilizzato un **MAV.11**, cioè un piccolo integrato amplificatore a larga banda contenente due transistor in configu-

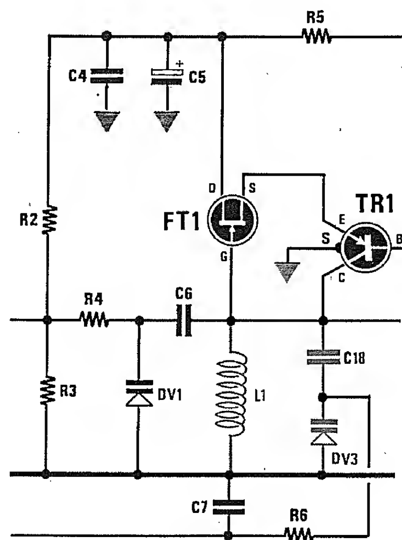



**Fig.3 A chi desidera realizzare dei VFO per le gamme da 2 MHz fino a 15 MHz, consigliamo di scegliere questa configurazione che utilizza un solo diodo varicap BB.112. Il condensatore C18 che collega questo diodo BB.112 al Collettore di TR1 deve risultare da 1.000 picoFarad ceramico. Per la capacità di C10 vedi quanto riportato nel paragrafo delle frequenze.**

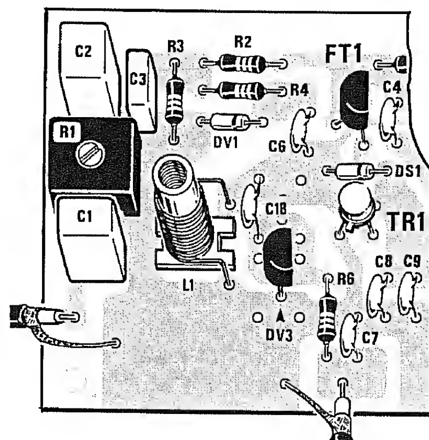



**Fig.4 Chi realizzerà questo VFO per le gamme che richiedono un solo diodo tipo BB.112, dovrà rivolgere la parte piatta del suo corpo verso TR1. Il condensatore ceramico C18, posto in serie al varicap DV3, va scelto da 1.000 pF per le gamme da 2 MHz fino a 36 MHz. Per queste gamme consigliamo di inserire all'interno di L1 un nucleo ferromagnetico.**

razione darlington (vedi fig.1).

Utilizzando questo **MAV.11**, potrete applicare sull'ingresso qualsiasi frequenza, partendo da pochi Hertz fino a raggiungere i **1.000 MHz** e, senza utilizzare alcun trasformatore, sulla sua uscita preleverete una potenza di **40 milliWatt** perfettamente adattata per un carico di **50 ohm**.

Osservando lo schema elettrico, noterete che sul piedino di uscita del **MAV.11** vi sono due condensatori posti in parallelo, uno da **1.000 pF** e l'altro da **10.000 pF** (vedi C16-C17), che vi assicureranno il massimo trasferimento del segnale generato dal VFO verso un qualsiasi stadio amplificatore, partendo da **2 MHz** fino a **220 MHz.**

Sempre ai fini del rendimento, i condensatori C16 e C17 devono essere dei ceramici **antiinduttivi** per RF e non dei comuni condensatori ceramici per bassa frequenza.

I condensatori ceramici da noi scelti, del tipo **X7R**, costruiti dalla **Murata**, hanno una bassissima **induttanza parassita** e sono particolarmente adatti per tutte le applicazioni AF-VHF-UHF.

Come avrete notato, all'uscita del MAV.11 vi è un **attenuatore** costituito da R10, R11, ed R12.

Questo attenuatore a **T**, vi permette di eliminare eventuali **onde stazionarie** che potrebbero crearsi se sull'uscita non venisse applicato un carico da **52 ohm**.

Con queste tre resistenze, che attenuano il segnale in uscita di **1** solo **dB**, potrete applicare sull'uscita uno **spezzone** di filo che funga da antenna.

Ritornando al nostro integrato **MAV.11** (IC1) utilizzato come stadio finale, dobbiamo ora prendere in considerazione i suoi svantaggi:

**1°** Questo integrato **non accetta** sul suo ingresso potenze maggiori di **25 milliWatt**. Pertanto se qualche lettore tenterà di applicarlo sull'uscita di un VFO che eroghi una potenza maggiore, lo **brucerà** dopo pochi minuti.

**2°** L'integrato andrà montato su un circuito stampato come quello da noi disegnato, diversamente potrebbe **autooscillare**.

**3°** Il valore della resistenza che alimenta il piedino d'uscita **U** di IC1 è molto **critico**.

Se si inserirà un valore più elevato del richiesto, non si riusciranno ad ottenere in uscita i **40 milliWatt** da noi dichiarati.

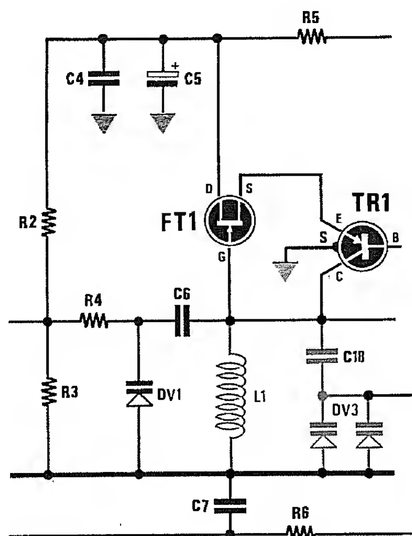



**Fig.5 A chi desidera realizzare dei VFO per le gamme da 15 MHz fino a 36 MHz, consigliamo di scegliere questa configurazione che utilizza due diodi varicap BB.329 posti in parallelo. Il condensatore C18, che collega questi due diodi varicap al Collettore di TR1, deve risultare da 1.000 pF ceramico. Per C10 consigliamo una capacità di 22 - 27 picoFarad.**

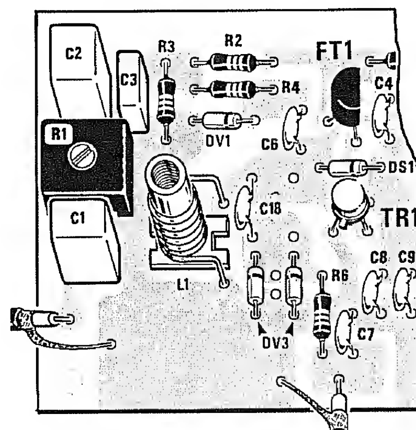



**Fig.6 Chi realizzerà questo VFO per le gamme che richiedono due diodi varicap in parallelo, come visibile in fig.5, dovrà rivolgere le fasce colorate verso C18. Aumentando o riducendo il numero delle spire della bobina L1, varierete la frequenza di lavoro. Per la gamme di frequenza inferiori a 15 MHz, consigliamo di inserire all'interno di L1 un nucleo ferromagnetico.**

Se si inserirà un valore molto più basso del richiesto, si correrà il rischio di **bruciare** l'integrato.

Poichè è bene non far assorbire all'integrato una corrente maggiore di **50 milliAmper**, per compensare le immancabili tolleranze delle resistenze, abbiamo prefissato l'assorbimento su un valore tipico di **48 milliAmper** pari a **0,048 Amper**.

La formula per ricavare il valore ohmico di questa resistenza è la seguente:

**Ohm = (Vcc - Vu) : A**

dove:

**Vcc** = volt della tensione di alimentazione
**Vu** = volt sul piedino **U** di uscita pari a **5,5 volt**
**A** = corrente di assorbimento massimo pari a **0,048 Amper**

Pertanto con una tensione stabilizzata a **12 volt** il valore della resistenza da applicare sul piedino d'uscita **U** dovrà risultare di:

**(12 - 5,5) : 0,048 = 135,41 ohm**

Poichè questo valore non è standard, abbiamo posto in parallelo due resistenze da **270 ohm** (vedi R8-R9) e, così facendo, abbiamo ottenuto in pratica 270 : 2 = **135 ohm**, cioè il valore richiesto.

## REALIZZAZIONE PRATICA

Anche se il circuito stampato LX.1029 è disegnato appositamente per consentire di montare questo VFO per tutte le gamme interessate, prima di iniziare la sua realizzazione pratica dovrete già conoscere su quale gamma desiderate lavorare, per poter così scegliere le spire da avvolgere sulla bobina **L1**, i tipi di varicap **DV2-DV3** da utilizzare e la capacità da scegliere per il condensatore ceramico **C10**.

Scelta la gamma di lavoro, potrete iniziare a montare sullo stampato tutte le resistenze ed i diodi varicap.

Se il circuito richiede dei varicap tipo **BB.222** o **BB.329**, prima di inserirli verificate che la fascia di colore **marrone** risulti rivolta come visibile nello schema pratico riprodotto alle figg.6 e 8, mentre se

**Fig.7 Chi desidera realizzare dei VFO per le gamme da 36 MHz fino a 200 MHz, dovrà scegliere questa configurazione, che utilizza due diodi varicap posti in parallelo alla bobina L1. Come riportato nelle tabelle, per ogni diversa gamma di lavoro varieranno il tipo di diodo varicap e la capacità del condensatore C10 collocato sull'entrata di IC1 (vedi fig.2).**

**Fig.8 Chi realizzerà questo VFO per le gamme che richiedono due diodi varicap posti in serie, come visibile in fig.7, dovrà orientare le due fasce colorate come visibile nel disegno. Si noti sullo stampato la bobina L1 a U per la gamma di frequenze da 179 a 220 MHz. Per le altre gamme in sostituzione della bobina a U dovremo inserire una bobina cilindrica (vedi fig.13).**

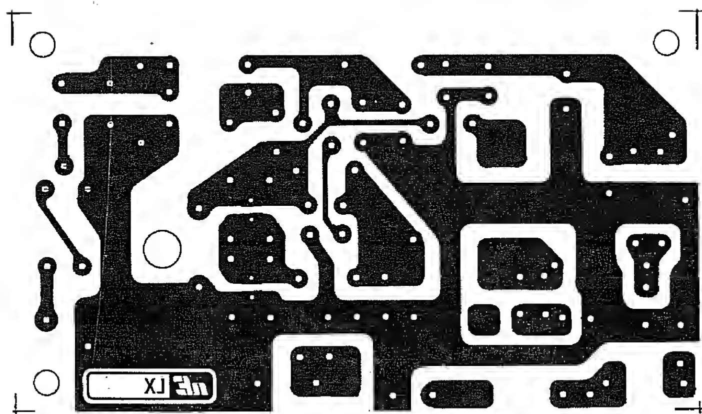


Fig.9 Disegno a grandezza naturale del circuito stampato LX.1029 visto dal lato rame.

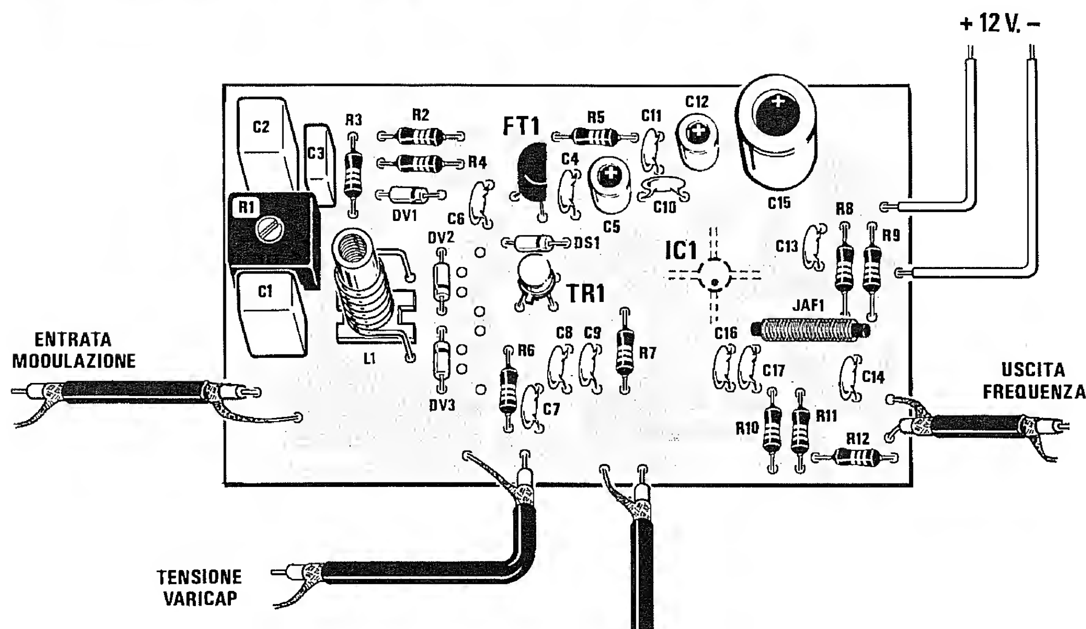



Fig.10 Schema pratico di montaggio del VFO che utilizza due diodi varicap posti in parallelo alla bobina L1 (vedi fig.7). Per tutte le altre varianti, cioè con due diodi varicap BB.329 in parallelo o con un solo diodo BB.112, osservate gli schemi pratici delle figg.4 e 6.



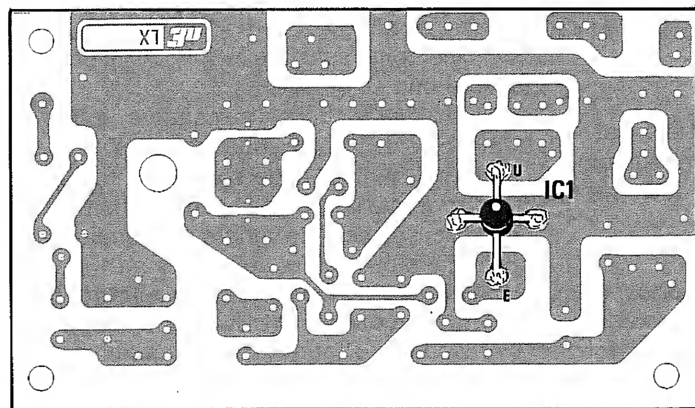



Fig.11 L'integrato MAV.11 va saldato direttamente sulle piste in rame dello stampato, rivolgendo il terminale con il PALLINO di riferimento verso l'alto, cioè verso le piste che fanno capo ai condensatori C16-C17 (vedi fig.10).

il circuito richiede dei varicap tipo **BB.112**, avendo questi un corpo simile ad un transistor plastico, dovrete orientare la parte piatta del loro corpo come visibile in fig.4.

Dopo i diodi varicap potrete inserire il diodo schottky **DS1**, rivolgendo la fascia di colore **nero** verso **C13**.

Completata questa operazione, potrete inserire nello stampato il fet **PN.4416**, rivolgendo la parte piatta del suo corpo verso **C4**, poi il transistor **BFR.99**, rivolgendo la piccola tacca di riferimento posta sul suo corpo metallico verso la resistenza **R6**.

Proseguendo nel montaggio è necessario saldare sul lato rame dello stampato, cioè sul lato opposto rispetto a quello nel quale avrete inserito tutti gli altri componenti, il solo amplificatore **MAV.11**.

Per contraddistinguere il **terminale d'uscita** dagli altri tre terminali, è presente sul corpo di questo integrato un piccolo **pallino nero** (vedi fig.1) che dovrete assolutamente considerare come punto di riferimento per evitare di bruciarlo.

Come noterete nello schema pratico di fig.11, il terminale contrassegnato dal **pallino nero** andrà rivolto verso l'alto, cioè verso i condensatori C16-C17.

Non cercate di tagliare o ripiegare i terminali di questo integrato, ma come potete vedere anche nelle foto, appoggiateli semplicemente sulle piste dello stampato e qui saldateli.

Mancano ora tutti i condensatori, cioè i ceramici (**controllate il valore di C10 che varia al variare della gamma di lavoro**), gli speciali ceramici C16-C17 che sono piccolissimi, di colore blu e presentano sul corpo il numero **102** per il condensatore da 1.000 pF e **103** per il condensatore da 10.000 pF.

Proseguendo nel montaggio potrete inserire i condensatori elettrolitici, rispettando per quest'ultimi la polarità +/- dei due terminali.

Montate di seguito l'impedenza JAF1 ed il trimmer R1 per regolare il segnale di BF per la modulazione in **FM** e la bobina **L1**.

Nelle tabelle riportate nell'articolo potrete individuare il numero delle spire da avvolgere sul supporto plastico da noi fornito in funzione della gamma di lavoro.

Per tenere bloccate le spire sul supporto, sarà sufficiente ricorrere ad una goccia di cera o ad un qualsiasi altro collante che non sciolga la plastica.

Le estremità dei fili di tale bobina andranno **raschiate** per togliere lo smalto protettivo, affinchè lo stagno possa poi far presa sul rame nudo.

## COLLAUDO

Completato il circuito potrete subito collaudarlo procedendo come segue:

**1°** = Collegate a **massa** il terminale **tensione varicap**;

**2°** = Prelevate da un alimentatore **stabilizzato** una tensione di **12 volt** e collegatela ai terminali del VFO cercando di non invertirne la polarità.

Effettuati questi collegamenti, non appena fornirete tensione al VFO, immediatamente sul frequenzimetro che avrete collegato con un cavo coassiale da 50-52 ohm all'uscita del VFO, apparirà la frequenza **minima di lavoro** perchè, non avendo applicato ai due diodi varicap DV2-DV3 alcuna tensione di eccitazione, questi presenteranno la loro **massima capacità.**

Ammesso che sul frequenzimetro si legga:

**89,138 MHz**

saprete che il vostro VFO parte da questa frequenza.

Per conoscere la frequenza **massima** che potrà raggiungere il vostro VFO, sarà sufficiente togliere lo spezzone di filo precedentemente montato tra la massa ed il terminale indicato **tensione varicap** ed applicare a questo terminale una tensione positiva di **12 volt.**

In questo modo i due diodi varicap presenteranno la loro **minima capacità** e sul frequenzimetro leggerete la massima frequenza, ad esempio:

**149,452 MHz**

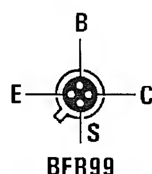
Da questa semplice prova saprete che il vostro VFO copre la gamma che va da **89,138 MHz** a **149,452 MHz.**

Se per ipotesi vorrete salire leggermente in frequenza, cioè raggiungere i **152,000 MHz**, dovrete semplicemente spaziare le spire della bobina L1 o togliere una sola spira.

Se al contrario vorrete scendere in frequenza, partire cioè da **70 MHz**, dovrete semplicemente aumentare il numero delle spire della bobina L1.

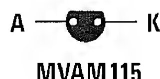
Considerata la semplicità dello schema e la facilità con cui è possibile variare la frequenza agendo sul numero delle spire della bobina L1 e sulla tensione dei diodi varicap, questo oscillatore potrà essere utilizzato anche per diverse altre applicazioni.

**Nota** = Il kit è disponibile presso la rivista:
**NUOVA ELETTRONICA - VIA CRACOVIA, 19
40139 BOLOGNA**









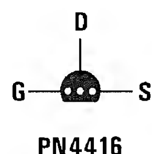







**Fig.12 Connessioni viste da sotto del fet PN.4416, del transistor BFR.99 e dei diodi varicap. I diodi varicap BB.222 e BB.329 hanno un corpo cilindrico, mentre il diodo varicap BB.112 (equivalente al MVAM.115) ha il corpo della stessa forma di un transistor. In questo VFO si può tentare di inserire anche dei diodi varicap diversi da quelli da noi consigliati.**

## DATI per la COSTRUZIONE delle BOBINE di SINTONIA

In questo oscillatore è possibile sostituire le bobine avvolte su supporto plastico (vedi fig.13) con delle minuscole **impedenze RF** a goccia o di altra forma. A titolo puramente indicativo vi diremo che con una impedenza di **1 microHenry** riuscirete a sintonizzarvi sulla gamma dei **20-30 MHz,** mentre con una impedenza di **0,22 microHenry** riuscirete a sintonizzarvi sulla gamma dei **60-80 MHz.**

### Gamma 4,2-2,2 MHz

**L1** = **50 spire** con filo smaltato da **0,2 mm** avvolte sul supporto plastico da **5 mm.** Le spire debbono essere **unite** in modo da ottenere un solenoide lungo **10 millimetri**

**DV3** = diodo varicap tipo **BB.112**

**Nota** = al posto di DV2 inserire un condensatore ceramico da **1.000 pF** che nelle figg.3-4 è stato siglato **C18**

**C10** = condensatore ceramico da **100 pF**

### Gamma 7,5-3,9 MHz

**L1** = **50 spire** con filo smaltato da **0,2 mm** avvolte sul supporto plastico da **5 mm.** Le spire debbono essere **unite** in modo da ottenere un solenoide lungo **10 millimetri**

**DV3** = diodo varicap tipo **BB.112**

**Nota** = al posto di DV2 inserire un condensatore ceramico da **1.000 pF** che nelle figg.3-4 è stato siglato **C18**

**C10** = condensatore ceramico da **100 pF**

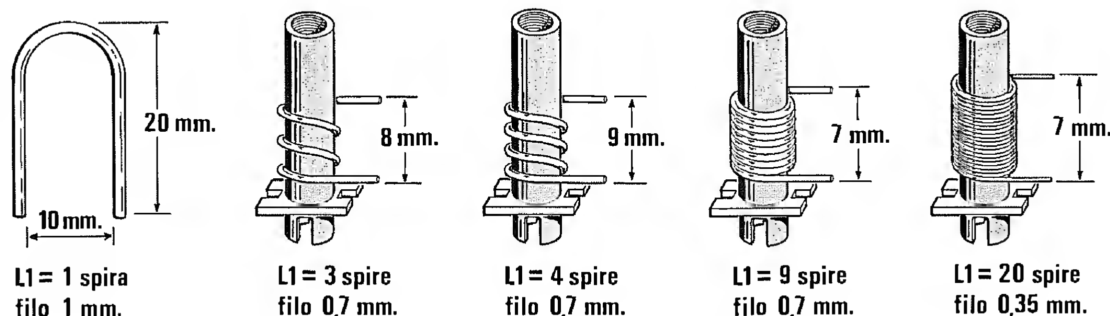



**Fig.13 Per la sola gamma che copre da 179 a 220 MHz dovrete utilizzare per la bobina L1 una spira a U (nel disegno sono riportate le dimensioni), mentre per le altre gamme dovrete avvolgere su un supporto plastico del diametro di 5 mm il numero di spire indicato nel testo. Consigliamo di bloccare le spire con una goccia di cera o collante per impedire vibrazioni meccaniche.**

**Gamma 15-7 MHz**

**L1** = **20 spire** con filo smaltato da **0,35 mm** avvolte sul supporto plastico da **5 mm.** Le spire debbono essere **unite** in modo da ottenere un solenoide lungo **7 millimetri** (vedi fig.13)
**DV3** = diodo varicap tipo **BB.112**
**Nota** = al posto di DV2 inserire un condensatore ceramico da **1.000 pF** che nelle figg.5-6 è stato siglato **C18**
**C10** = condensatore ceramico da **56 pF**

**Gamma 23-15 MHz**

**L1** = **20 spire** con filo smaltato da **0,35 mm** avvolte sul supporto plastico da **5 mm.** Le spire debbono essere **unite** in modo da ottenere un solenoide lungo **7 millimetri** (vedi fig.13)
**DV3** = 2 diodi varicap tipo **BB.329** in **parallelo**
**Nota** = al posto di DV2 inserire un condensatore ceramico da **1.000 pF** che nelle figg.5-6 è stato siglato **C18**
**C10** = condensatore ceramico da **27 pF**

**Gamma 36-23 MHz**

**L1** = **15 spire** con filo smaltato da **0,7 mm** avvolte sul supporto plastico da **5 mm.** Le spire debbono essere **unite** in modo da ottenere un solenoide lungo **11 millimetri**
**DV3** = 2 diodi varicap tipo **BB.329** in **parallelo**
**Nota** = al posto di DV2 inserire un condensatore ceramico da **1.000 pF** che nelle figg.5-6 è stato siglato **C18**
**C10** = condensatore ceramico da **22 pF**

**Gamma 46-36 MHz**

**L1** = **15 spire** con filo smaltato da **0,7 mm** avvolte sul supporto plastico da **5 mm.** Le spire debbono essere **unite** in modo da ottenere un solenoide lungo **11 millimetri**
**DV2-DV3** = diodi varicap tipo **BB.329**
**C10** = condensatore ceramico da **15 pF**

**Gamma 63-46 MHz**

**L1** = **9 spire** con filo smaltato da **0,7 mm** avvolte sul supporto plastico da **5 mm.** Le spire debbono essere **unite** in modo da ottenere un solenoide lungo **7 millimetri** (vedi fig.13)
**DV2-DV3** = diodi varicap tipo **BB.329**
**C10** = condensatore ceramico da **15 pF**

**Gamma 82-59 MHz**

**L1** = **7 spire** con filo smaltato da **0,7 mm** avvolte sul supporto plastico da **5 mm.** Le spire debbono essere **unite** in modo da ottenere un solenoide lungo **5 millimetri**
**DV2-DV3** = diodi varicap tipo **BB.329**
**C10** = condensatore ceramico da **8,2 pF**

**Gamma 113-81 MHz**

**L1** = **5 spire** con filo smaltato da **0,7 mm** avvolte sul supporto plastico da **5 mm.** Le spire debbono essere **distanziate** tra loro in modo da ottenere un solenoide lungo **9 millimetri**
**DV2-DV3** = diodi varicap tipo **BB.329**
**C10** = condensatore ceramico da **8,2 pF**

**Gamma 127-108 MHz**

**L1** = **4 spire** con filo smaltato da **0,7 mm** avvolte sul supporto plastico da **5 mm.** Le spire debbono essere **distanziate** tra loro in modo da ottenere un solenoide lungo **9 millimetri** (vedi fig.13)
**DV2-DV3** = diodi varicap tipo **BB.222** o l'equivalente **BB.121**
**C10** = condensatore ceramico da **8,2 pF**

**Gamma 152-125 MHz**

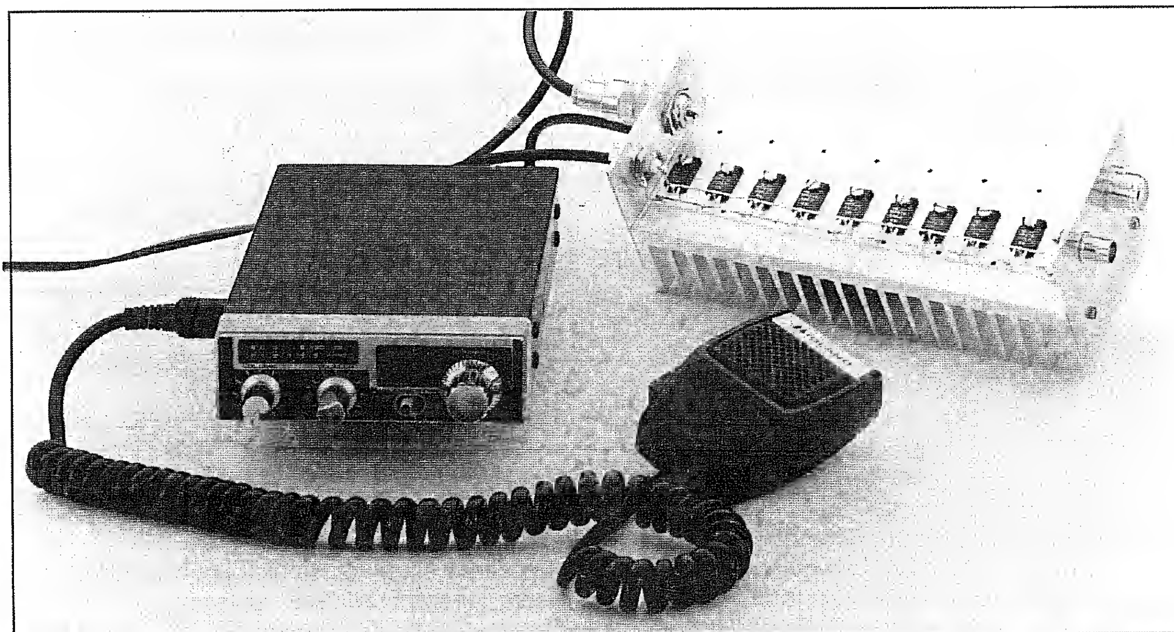
**L1** = **4 spire** con filo smaltato da **0,7 mm** avvolte sul supporto plastico da **5 mm.** Le spire debbono essere **distanziate** tra loro in modo da ottenere un solenoide lungo **9 millimetri**
**DV2-DV3** = diodi varicap tipo **BB.222** o l'equivalente **BB.121**
**C10** = condensatore ceramico da **3,9 pF**

**Gamma 180-150 MHz**

**L1** = **3 spire** con filo smaltato da **0,7 mm** avvolto sul supporto plastico da **5 mm.** Le spire debbono essere **distanziate** tra loro in modo da ottenere un solenoide lungo **8 millimetri** (vedi fig.13)
**DV2-DV3** = diodi varicap tipo **BB.222** o l'equivalente **BB.121**
**C10** = condensatore ceramico da **3,9 pF**

**Gamma 220-179 MHz**

**L1** = **1 spira** a **U** le cui dimensioni sono deducibili dalla fig.13
**DV2-DV3** = diodi varicap tipo **BB.222** o l'equivalente **BB.121**
**C10** = condensatore ceramico da **3,9 pF**



# CARICO antinduttivo 52 Ohm 120 Watt 500 MHz

Chi desidera realizzare, riparare o tarare dei ricetrasmettitori, ha bisogno di un **carico antiinduttivo** da **51-52 ohm** di potenza adeguata, da utilizzare in sostituzione dell'antenna.

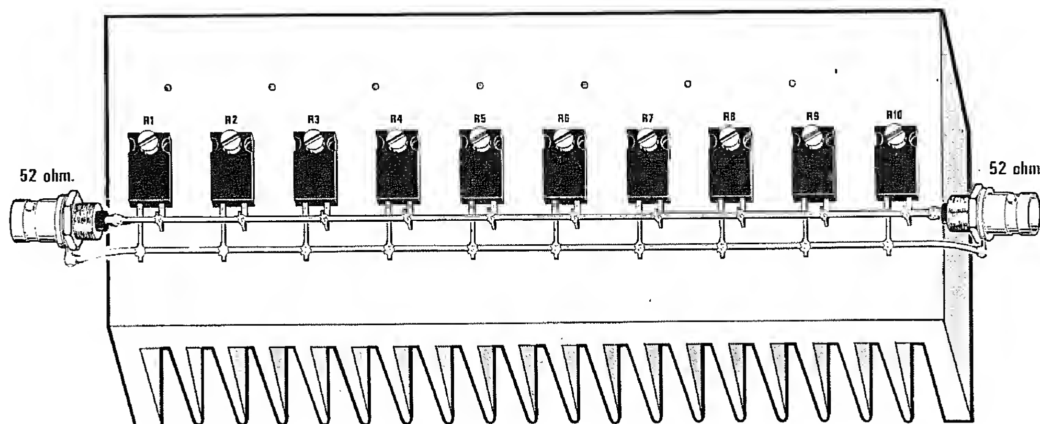
Poichè questi carichi non sono facilmente reperibili, facciamo presente che nel n.164/165 della rivista Nuova Elettronica abbiamo pubblicato un articolo relativo ad un carico da **120 watt** massimi, in grado di lavorare fino ad una frequenza di **500 MHz** e che utilizza delle resistenze **antiinduttive** da **520 ohm** delle dimensioni di un transistor **TO.220**.

Collegando **10** di queste resistenze in **parallelo** (vedi disegno) si riesce ad ottenere un carico da **52 ohm antiinduttivo**.

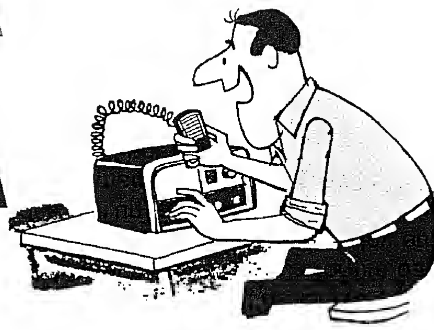
Queste resistenze andranno necessariamente applicate sopra ad un'**aletta di raffreddamento** di adeguate dimensioni per mantenere la temperatura del loro corpo entro valori accettabili, cioè intorno ai **40-60 gradi**.

Non preoccupatevi se la temperatura dell'aletta di raffreddamento raggiungerà i **50 gradi**, perchè questa è la sua normale temperatura di lavoro.

Nel caso si tenesse collegato per molto tempo questo **carico** sull'uscita del trasmettitore, si potrebbe applicare vicino all'aletta una piccola **ventola tangenziale** per disperdere più velocemente il calore immagazzinato.



# ADATTATORI D'IMPEDENZA per STADI OSCILLATORI PREAMPLIFICATORI PILOTA e FINALI di POTENZA RF



Chi ha sempre e solo realizzato dei preamplificatori o degli amplificatori di **Bassa Frequenza** e decide di passare alla **Radio Frequenza** costruendo qualche piccolo **trasmettitore**, si troverà subito in difficoltà e dopo una serie di insuccessi abbandonerà la **RF** ritenendola troppo complessa e difficile.

Costruire un **trasmettitore** è facile quanto realizzare un **amplificatore Hi-Fi**, a patto di conoscere tutti quei "piccoli segreti" che solo pochi conoscono e che raramente troverete riportati su manuali o riviste.

Tanto per fare un esempio, in **Bassa Frequenza** per trasferire un segnale dal Collettore di un transistor **preamplificatore** alla Base di un secondo transistor **amplificatore** di **potenza** è sufficiente utilizzare un **condensatore** elettrolitico, non importa se da **1 - 4,7 - 10 microFarad**, mentre per collegare uno **stadio finale** di potenza ad una **Cassa Acustica** non è assolutamente necessario calcolare la lunghezza dei fili, ma soltanto conoscere se la sua uscita è idonea per altoparlanti da **4** oppure da **8 ohm**.

Tutti sanno che collegando sull'uscita degli **8 ohm** di un amplificatore delle Casse Acustiche da **4 ohm** si possono bruciare i finali e che collegando sull'uscita dei **4 ohm** delle Casse Acustiche da **8 ohm** si ottiene in uscita **metà** potenza.

In **alta frequenza** occorre invece rispettare il fattore **impedenza** sia per il transistor **finale di potenza** sia per tutti gli stadi intermedi.

Quindi per trasferire il segnale di **RF** dal Collettore del transistor **oscillatore** alla Base del primo transistor **preamplificatore** non è sufficiente utilizzare un qualsiasi **condensatore ceramico**, ma occorre inserire un **filtro** che provveda ad adattare l'**impedenza di uscita** dello stadio oscillatore con l'**impedenza di ingresso** del transistor preamplificatore.

Se non si effettua questo **adattamento d'impedenza** non si riesce a trasferire tutta la potenza erogata dallo stadio oscillatore sulla Base del secondo transistor.

Passando allo stadio **finale di potenza** non è sufficiente collegare sulla sua uscita un'antenna di lunghezza appropriata, ma occorre un diverso **filtro** che adatti l'impedenza di **Collettore** con l'impedenza dell'antenna, che normalmente si aggira sui **52 ohm**.

## ADATTAMENTO D'IMPEDENZA

Tutti sanno che il **cavo coassiale** usato in TV ha un'**impedenza di 75 ohm**, mentre quello usato nelle apparecchiature radioamatoriali ha un'**impedenza di 50-52 ohm** perchè questa è l'impedenza su cui vengono tarate queste antenne.

Per capire cosa significa **adattamento d'impedenza** dovremo tralasciare per un istante il campo dell'elettronica e passare al campo dell'**idraulica**.

In questo caso sostituiremo la nostra parola **impedenza** con la parola **diametro**.

Per collegare l'uscita di una cisterna provvista di un tubo del **diametro** di **10 cm** con l'ingresso di una seconda cisterna che ha un **diametro** di **3 cm**, anche il più incompetente degli idraulici non appoggerebbe mai questi **diversi diametri** uno contro l'altro, perchè saprebbe già che, disponendo di due **tubi** di diametro così diverso, la quantità di acqua **dispersa** sarebbe maggiore rispetto a quella effettivamente entrata nella seconda cisterna.

Se anche in questa cisterna entrasse una certa quantità di acqua e poi sul suo **tubo di uscita** del diametro di **4 cm** collegassimo un tubo in gomma del diametro di **10 cm**, dalla sua estremità uscirebbero poche **gocce** d'acqua (vedi fig.1).

Per avere la certezza che dall'estremità del **tubo in gomma** fuoriesca tutta l'acqua fornita dalle due cisterne senza alcuna **dispersione**, dovremo inserire tra i due tubi un **raccordo** provvisto alle due estremità di un diametro **identico** a quello a cui lo dovremo collegare (vedi fig.2).

## ADATTATORI D'IMPEDENZA

Per realizzare un qualsiasi trasmettitore occorrono due soli tipi di **adattatori d'impedenza**:

= da **alta impedenza** a **bassa impedenza**
= da **bassa impedenza** ad **alta impedenza**

Come abbiamo evidenziato in fig.4, il filtro che vi permette di **abbassare** un'**impedenza** è composto da due compensatori applicati sull'ingresso e da un'induttanza applicata sull'uscita.

Il filtro che invece vi permette di **alzare** un'**impedenza** è visibile in fig.5 ed è composto da un'induttanza applicata sull'ingresso e da due compensatori applicati sull'uscita.

La maggiore difficoltà che incontra il progettista è quella di non sapere mai quale valore d'**induttanza** e di **capacità** utilizzare per questi **adattatori d'impedenza**.

Anche se esistono delle formule molto complesse per risolvere questo problema, possiamo assicurarvi che i valori d'**induttanza** e di **capacità** che si ricavano da questi calcoli risultano completamente diversi da quelli che in realtà servirebbero.

Già si incontrano delle notevoli difficoltà a reperire i **minimi** parametri necessari, quali ad esempio:

**Resistenza input parallela di Base**
**Capacità input parallela di Base**
**Resistenza output parallela di Collettore**
**Capacità output parallela di Collettore**

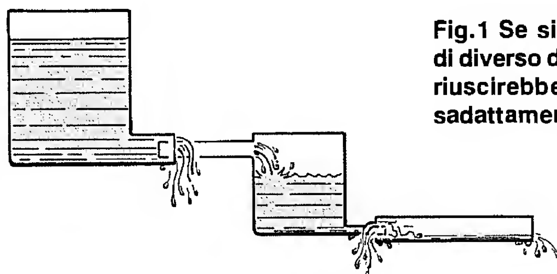


**Fig.1 Se si appoggiassero uno sull'altro due tubi di diverso diametro, dall'estremità finale di essi fuoriuscirebbe pochissima acqua, perchè su ogni disadattamento si vericherebbero delle dispersioni.**

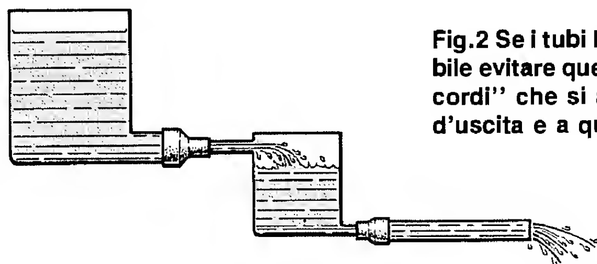
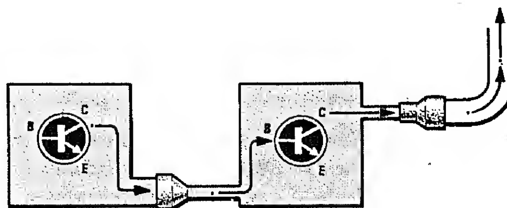


**Fig.2 Se i tubi hanno un diverso diametro, è possibile evitare queste dispersioni utilizzando dei "raccordi" che si adattino perfettamente al diametro d'uscita e a quello d'ingresso.**

**Fig.3 Anche in RF è assolutamente necessario adattare tutte le impedenze d'uscita a quelle d'ingresso, per evitare dispersioni da uno stadio all'altro e dall'ultimo verso l'antenna trasmittente.**



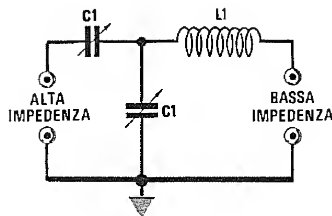




**Fig.4 Per adattare un'ALTA impedenza con una BASSA impedenza, bisogna collegare l'impedenza alta dal lato dei due compensatori C1 e l'impedenza bassa dal lato della bobina L1.**

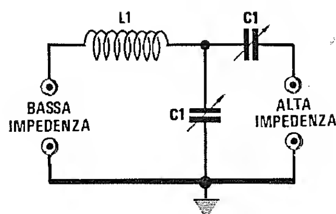




**Fig.5 Per adattare una BASSA impedenza con un'ALTA impedenza, bisogna collegare l'impedenza bassa dal lato della bobina L1 e l'impedenza alta dal lato dei due compensatori C1.**

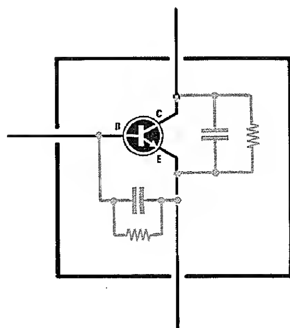



**Fig.6 Ogni transistor ha una propria impedenza d'ingresso e di uscita ed una capacità interna che varia al variare della frequenza, della potenza e della tensione di alimentazione.**

valori che **cambiano** notevolmente al variare della frequenza di lavoro e della tensione di alimentazione.

Se al termine di questi complicati calcoli teorici otterrete questi valori:

**induttanza ... 0,85 microHenry**
**capacità....... 100 picoFarad**

passando all'atto **pratico** vi accorgerete che per ottenere un perfetto adattamento d'impedenza, dovrete utilizzare questi ben diversi valori:

per l'**induttanza ....... 0,33 microHenry**
per la **capacità ........ 42 picoFarad**

Infatti nelle formule tutte le **capacità parassite**, quali ad esempio quelle del **circuito stampato**, delle **alette di raffreddamento** o dei terminali dei **componenti**, vengono totalmente ignorate.

Constatate le notevoli differenze che intercorrono tra i valori teorici e quelli pratici, noi vi consigliamo di adottare il sistema **sperimentale**, sicuramente meno tecnico, ma certamente più valido.

Infatti se un idraulico dovesse collegare due tubi tramite un **raccordo** e non disponesse di un **calibro** per misurare i diversi **diametri**, proverebbe sperimentalmente ad infilare in questi tubi dei raccordi diversi, fino a trovare quello giusto sia come diametro sia come filettatura.

A questo punto molti si domanderanno, come ce lo siamo domandato noi, qual è il sistema adottato dalle Industrie che fabbricano ricetrasmettitori professionali.

Interessati a **scoprire** il loro metodo, ci siamo recati presso una di queste Industrie chiedendo se potevano calcolarci i valori d'induttanza e di capacità necessari per l'adattamento di uno stadio da noi progettato.

E qui abbiamo visto che tutti questi calcoli vengono effettuati tramite un computer che utilizza un programma del costo di **soli 80 milioni.**

Ci hanno inoltre spiegato che una volta in possesso di questo programma è necessario inserire nel computer tutti i **parametri "S"** di ogni transistor presente nel circuito, cioè inserire tutti i dati già calcolati per tutte le frequenze di lavoro, che sono contenuti in floppy-disk che costano **L.500.000** per ciascun transistor.

Ammesso quindi di voler progettare un trasmettitore che utilizza quattro diversi transistor, occorre spendere altri **2 milioni** per avere tutti questi parametri.

Ma una volta che i **parametri** sono stati memorizzati, il computer non è ancora in grado di calcolare alcun valore di **induttanza** o di **capacità** se non viene inserito nella sua memoria, tramite **scanner**, il di

segno del circuito stampato e se non gli viene indicato lo spessore del rame, le caratteristiche dielettriche dell'isolante, il diametro del filo utilizzato per le induttanze, le caratteristiche dei condensatori di accoppiamento e disaccoppiamento, la lunghezza dei loro terminali, le dimensioni dell'aletta di raffreddamento applicata sul corpo del transistor, ecc.

**TABELLA N.1 Impedenza di BASE**

| Potenza transistor | Impedenza Base |
|---|---|
| 1 watt | 40,0 ohm |
| 3 watt | 20,0 ohm |
| 5 watt | 10,0 ohm |
| 7 watt | 8,5 ohm |
| 10 watt | 5,5 ohm |
| 15 watt | 4,5 ohm |
| 20 watt | 3,5 ohm |
| 30 watt | 2,5 ohm |
| 40 watt | 2,0 ohm |
| 50 watt | 1,8 ohm |
| 60 watt | 1,5 ohm |
| 70 watt | 1,4 ohm |
| 80 watt | 1,3 ohm |
| 90 watt | 1,1 ohm |
| 100 watt | 1,0 ohm |

**In funzione della massima potenza RF che un transistor è in grado di erogare varia l'impedenza di Base. Un transistor da 1 watt ha una impedenza d'ingresso che si aggira normalmente intorno i 40 ohm, mentre un transistor da 100 watt ha una impedenza che si aggira intorno ad 1 ohm circa.**

Avendo quindi appurato che risolvere questo problema risulta alquanto costoso ed anche molto complesso, riteniamo che il sistema **sperimentale** sia per gli hobbisti quello più valido.

## IMPEDENZA BASE/EMETTITORE

L'impedenza di Base di un transistor non è costante, ma varia in funzione della **frequenza** di lavoro e della potenza **massima** che questo è in grado di erogare.

Più si **scende** di frequenza più **aumenta** il valore della resistenza e della **capacità** interna di Base.

Nella **Tabella N.1** abbiamo riportato alcuni valori medi tanto per avere un'idea del valore di questa **impedenza**.

Come potete notare, più **aumenta** la potenza del transistor più si **abbassa** l'impedenza di Base.

## IMPEDENZA DI COLLETTORE

L'impedenza di **Collettore** di un transistor varia al variare della sua potenza, ma anche al variare della **tensione** di alimentazione, come riportato nella **Tabella N.2**.

I dati riportati sono puramente indicativi, perchè ulteriori variazioni sono introdotte dalla **frequenza** di lavoro ed anche dalla potenza che il transistor erogherà.

In generale più **scende** la frequenza di lavoro più **aumenta** il valore della resistenza e della **capacità** interna di Collettore.

**TABELLA N.2 Impedenza di COLLETTORE**

| Watt | 12,6 Volt | 18 Volt | 24 Volt | 28 Volt |
|---|---|---|---|---|
| 1 | 79,4 ohm | 162,0 ohm | 288,0 ohm | 392,0 ohm |
| 3 | 26,5 ohm | 54,0 ohm | 96,0 ohm | 131,0 ohm |
| 5 | 16,0 ohm | 32,4 ohm | 57,6 ohm | 78,4 ohm |
| 7 | 11,4 ohm | 23,2 ohm | 41,2 ohm | 56,0 ohm |
| 10 | 8,0 ohm | 16,2 ohm | 28,8 ohm | 39,2 ohm |
| 15 | 5,3 ohm | 10,8 ohm | 19,2 ohm | 26,2 ohm |
| 20 | 4,0 ohm | 8,1 ohm | 14,4 ohm | 19,6 ohm |
| 30 | 2,7 ohm | 5,4 ohm | 9,6 ohm | 13,1 ohm |
| 40 | 2,0 ohm | 4,0 ohm | 7,2 ohm | 9,8 ohm |
| 50 | 1,6 ohm | 3,3 ohm | 5,8 ohm | 7,8 ohm |
| 60 | 1,3 ohm | 2,7 ohm | 4,8 ohm | 6,5 ohm |
| 70 | 1,2 ohm | 2,3 ohm | 4,2 ohm | 5,6 ohm |
| 80 | 1,0 ohm | 2,0 ohm | 3,6 ohm | 4,9 ohm |
| 90 | 0,9 ohm | 1,8 ohm | 3,2 ohm | 4,4 ohm |
| 100 | 0,8 ohm | 1,6 ohm | 2,9 ohm | 3,9 ohm |

**L'impedenza di Collettore varia non solo in rapporto alla massima potenza che il transistor è in grado di erogare, ma anche al variare della tensione di alimentazione e della frequenza di lavoro. In questa Tabella sono indicate le impedenze per tensioni di lavoro di 12,6 - 18 - 24 - 28 volt. Se prendiamo un transistor da 5 watt e lo alimentiamo a 12 volt, questo presenterà una impedenza di "16 ohm" circa, mentre se lo alimentiamo a 28 volt presenterà una impedenza di "78,4 ohm" circa.**

Ad esempio se prendete un transistor da **50 watt** e da **175 MHz** alimentato a **12,6 volt** e l'utilizzate per lavorare su una frequenza di **100 MHz**, la sua impedenza d'uscita potrà aggirarsi intorno **1,5-1,8 ohm**.

Se anzichè erogare **50 watt** avete progettato il circuito per ottenere in uscita una potenza **massima** di **20 watt** circa, la sua impedenza da **1,6 ohm** salirà a circa **3,9-4 ohm**, mentre se l'utilizzate per erogare soltanto **10 watt** la sua impedenza d'uscita si aggirerà su **7,9-8 ohm**.

Se adoperate questo stesso transistor per erogare **50 watt** sui **27 MHz**, la sua impedenza salirà a circa **4-5 ohm**.

Come potete notare, sebbene sia alquanto difficile valutare l'esatta **impedenza d'uscita**, una formula che può indicarci con una buona approssimazione il valore dell'impedenza in **ohm**, conoscendo la **Vcc** (tensione di alimentazione) e i **watt** erogati e prendendo come riferimento la frequenza **massima** di lavoro, è la seguente:

**Ohm = (Vcc x Vcc) : (Watt + Watt)**

Quindi un transistor che eroga **20 watt** con una tensione di alimentazione di **12,6 volt**, avrà approssimativamente un'impedenza di:

**(12,6 x 12,6) : (20 + 20) = 3,969 ohm**

In pratica questa impedenza di circa **4 ohm**, salirà a **5-6 ohm** se faremo lavorare il transistor a **metà** potenza oppure su una frequenza inferiore.

## SISTEMA SPERIMENTALE

Constatato quanto sia difficile stabilire senza un'adeguata strumentazione l'esatta **impedenza** di **Base** e di **Collettore**, il sistema più valido e più adatto ad un hobbista per **adattare** due diverse **impedenze**, è quello di montare su piccoli ritagli di circuito stampato delle **bobine** con un diverso numero di spire e dei **compensatori** di diversa capacità.

Ammettendo di voler coprire una gamma da **7 MHz** a **150 MHz**, si potrebbero utilizzare questi valori:

| | |
|---|---|
| **L1 = 1 spira** | **C1 = compensatori 30 pF** |
| **L1 = 3 spire** | **C1 = compensatori 60 pF** |
| **L1 = 4 spire** | **C1 = compensatori 100 pF** |
| **L1 = 6 spire** | **C1 = compensatori 150 pF** |
| **L1 = 8 spire** | **C1 = compensatori 200 pF** |
| **L1 = 10 spire** | **C1 = compensatori 200 pF** |
| **L1 = 12 spire** | **C1 = compensatori 300 pF** |
| **L1 = 15 spire** | **C1 = compensatori 300 pF** |
| **L1 = 20 spire** | **C1 = compensatori 500 pF** |

- Le bobine con **1-4 spire** potranno essere avvolte attorno ad un diametro di **5-6 mm**.
- Le bobine con **5-8 spire** potranno essere avvolte attorno ad un diametro di **8-10 mm**.
- Le bobine con **12-15 spire** potranno essere avvolte attorno ad un diametro di **10 mm**.
- Le bobine con **16-20 spire** potranno essere avvolte attorno ad un diametro di **10-12 mm**.

Il filo da utilizzare potrà variare da **1** a **2 mm**.

È sottinteso che i circuiti composti da una bobina con un **minore** numero di spire e con compensatori di **minore** capacità dovranno essere usati per le frequenze più **alte**, mentre i circuiti composti da una bobina con un **maggiore** numero di spire e con compensatori di **maggiore** capacità dovranno essere usati per le frequenze più **basse**.

Passando alla fase pratica, si inizierà ad inserire nel circuito lo stampato provvisto di bobina con un **maggiore** numero di spire, poi, se questo non si accorda, si passerà a quello con un **minore** numero di spire e così di seguito fino a trovare quel filtro che ci permetterà di trasferire il **massimo** segnale di **RF** da un transistor all'altro e dall'ultimo transistor all'antenna.

È consigliabile iniziare il collaudo con la bobina dotata di un **maggiore** numero di spire, scegliendo via via quelle con un **minore** numero di spire, per evitare di incorrere nell'errore di accordare **il filtro** su una frequenza **armonica** anzichè sulla frequenza **fondamentale**.

Infatti non dovete dimenticare che un qualsiasi stadio di **RF** amplificando una frequenza genera delle **armoniche** che sono sempre il **doppio**, il **triplo** e il **quadruplo** della frequenza **fondamentale**.

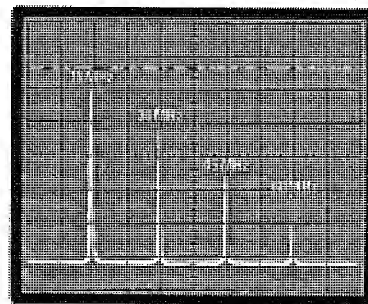


**Fig.7 Se la bobina L1 dell'adattatore d'impedenza ha poche spire e i due compensatori C1 una capacità insufficiente, si può correre il rischio di accordare il filtro su una frequenza armonica. Ad esempio, se la frequenza fondamentale risultasse di 15 MHz, usando poche spire per L1, il filtro potrebbe facilmente accordarsi sui 30-45-60 MHz.**

Quindi uno stadio utilizzato per amplificare una frequenza di **15 MHz**, presenterà sulla sua uscita anche le sue **armoniche** (vedi fig.7), cioè queste frequenze:

**15 x 2 = 30 MHz prima armonica**
**15 x 3 = 45 MHz seconda armonica**
**15 x 4 = 60 MHz terza armonica**

Se iniziaste le vostre prove utilizzando i **filtri** con un **minore** numero di spire, il filtro potrebbe facilmente accordarsi sulle **armoniche**, cioè sui **60 - 45 - 30 MHz.**

Al contrario, iniziando con un filtro dotato di un **maggiore** numero di spire e scendendo progressivamente con un secondo ed un terzo filtro con un **minore** numero di spire, fino a che non si è trovato quello che si accorderà, potete essere certi che il primo filtro che troverete si accorderà sulla frequenza **fondamentale.**

Se ruotando i **compensatori** presenti su questi filtri troverete **due punti** di accordo, uno con **maggior capacità** ed uno con **minor capacità**, il primo sarà l'accordo sulla frequenza **fondamentale**, il secondo sulla **2° armonica.**

## GUADAGNO IN POTENZA

Un requisito che è molto importante conoscere in un transistor **RF** è il **Guadagno in Potenza dB**, che spesso viene indicato con la sigla **Gpe.**

Nella prima colonna della **Tabella N.3** troverete il valore del **Gpe** e nella seconda colonna il **moltiplicatore** che vi permetterà di calcolare la **potenza massima** che potete ottenere sull'uscita del transistor conoscendo la potenza di pilotaggio.

**TABELLA N.3**

| Gpe dB | Guadagno in Watt |
|---|---|
| 3 | 1,99 |
| 4 | 2,51 |
| 5 | 3,16 |
| 6 | 3,98 |
| 7 | 5,00 |
| 8 | 6,31 |
| 9 | 7,94 |
| 10 | 10,00 |
| 11 | 12,59 |
| 12 | 15,87 |
| 13 | 19,95 |
| 14 | 25,12 |
| 15 | 31,62 |
| 16 | 39,81 |
| 17 | 50,12 |
| 18 | 63,10 |
| 19 | 79,43 |
| 20 | 100,00 |

**Esempio** = Avete un transistor con un **Gpe** di **5 dB** in grado di erogare in uscita una potenza massima di **10 watt**, che è stato collegato ad uno stadio **pilota** in grado di erogare una potenza massima di **2 watt.**

Quale potenza potrete prelevare dalla sua uscita?

Nella **Tabella N.3** potete rilevare che un **Gpe** di **5 dB** equivale ad un guadagno in potenza di **3,16 volte**, pertanto se sull'ingresso del transistor applicate **2 watt** (vedi fig.8), sulla sua uscita ritroverete una potenza di:

**2 x 3,16 = 6,32 watt**

Se questo transistor da **10 watt** avesse un **Gpe** di **7 dB**, che guadagna in potenza **5 volte**, e lo pilotaste sempre con una potenza di **2 watt** (vedi fig.9), sulla sua uscita sarebbe presente una potenza massima di:

**2 x 5 = 10 watt**

Se aveste scelto un transistor sempre da **10 watt,** ma con un **Gpe** di **9 dB** che guadagna in potenza ben **7,94 volte**, non potrete più pilotarlo con **2 watt,** perchè otterreste una potenza di:

**2 x 7,94 = 15,88 watt**

e questa potenza, superando le caratteristiche indicate dalla Casa Costruttrice, danneggerebbe in pochi secondi il transistor.

Perciò questo transistor con un **Gpe** di **9 dB** dovrà essere pilotato con una potenza inferiore (vedi fig.10):

**10 : 7,94 = 1,25 watt**

In conclusione dovete sempre ricordare che la potenza che otterrete in uscita da un transistor RF dipende dal suo **Gpe** e dalla potenza che applicherete sulla sua Base per **pilotarlo.**

**Esempio** = Avete un transistor finale da **50 watt** con un **Gpe** di **8 dB** e vorreste conoscere la potenza **massima** che dovrete applicare sull'ingresso per ottenere in uscita la massima potenza (vedi fig.11).

Nella seconda colonna della **Tabella N.3** troverete che un **Gpe** di **8 dB** corrisponde ad un guadagno in potenza di **6,31 volte**, quindi per ottenere in uscita **50 watt** dovrete pilotare il transistor con una potenza di:

**50 : 6,31 = 7,92 watt**

Se aveste scelto un transistor con un **Gpe = 3**

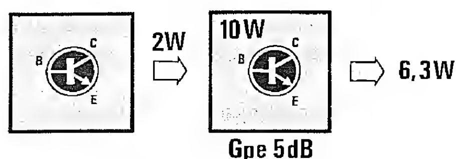



**Fig.8 Se sull'uscita di uno stadio pilota che eroga 2 watt applichiamo un transistor finale che ha un Gpe di 5 dB (Guadagno in potenza di 3,16 volte), sull'uscita di quest'ultimo potremo prelevare una potenza pari a 2 x 3,16 = 6,32 watt.**

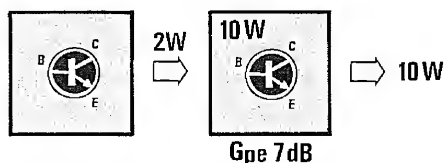



**Fig.9 Se sull'uscita di questo stesso stadio pilota applichiamo un transistor finale che ha un Gpe più alto, ad esempio di 7 dB (Guadagno in potenza di 5,0 volte), sull'uscita di questo finale preleveremo una potenza maggiore, cioè di 2 x 5 = 10 watt.**

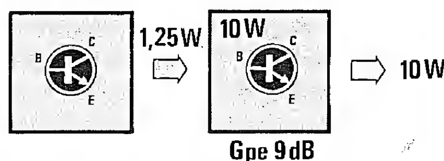



**Fig.10 Se scegliamo un transistor finale da 10 watt con un Gpe di 9 dB (Guadagno in potenza di 7,94 volte), non potremo più pilotarlo con 2 watt ma con una potenza di soli 10 : 7,94 = 1,25 watt, per non metterlo fuori uso dopo pochi secondi di funzionamento.**

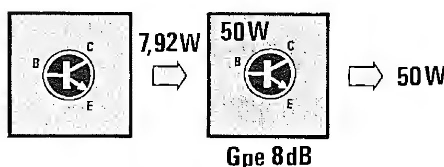



**Fig.11 Volendo ottenere da un transistor in grado di erogare 50 watt con un Gpe di 8 dB (Guadagno in potenza di 6,31 volte) la massima potenza in uscita, dovremo pilotarlo con 50 : 6,31 = 7,92 watt. Pilotandolo con 2 watt otterremo in uscita 2 x 7,62 = 15,24 watt.**

**dB**, avreste dovuto pilotarlo con una potenza notevolmente maggiore, infatti la Tabella N.3 segnala che un **Gpe = 3 dB** corrisponde ad un guadagno in potenza di soli **1,99**, quindi potrete pilotare il transistor con:

**50 : 1,99 = 25,12 watt**

Pertanto più alto è il valore del **Gpe** minore sarà la potenza che dovrete utilizzare per pilotarlo.

**Importante** = Se pilotate un transistor con una potenza maggiore del richiesto potrete metterlo fuori uso rapidamente.

Tanto per portare un esempio, possiamo paragonare un transistor ad una lampadina e la sua potenza di **pilotaggio** alla tensione di alimentazione.

Se disponiamo di una lampadina costruita per una tensione di alimentazione di **6 volt** e l'alimentiamo con una tensione di **12 volt**, cioè con una tensione maggiore, il suo filamento non potrà resistere per molto tempo a questa **sovratensione.**

Per evitare questo rischio, è sempre consigliabile scegliere un transistor finale con **identico** guadagno, ma di potenza maggiore, ad esempio **15-20 watt**, perchè se in fase di **taratura** il transistor **pilota** dovesse per vari motivi erogare maggiore potenza oppure autooscillare, il transistor **finale** sopporterà senza alcuna conseguenza questa maggiore potenza sul suo ingresso.

## ERRORI DA EVITARE

Avere a disposizione un valido schema elettrico per un **trasmettitore** non serve a nulla se poi non si conoscono gli accorgimenti che bisogna adottare per realizzare un idoneo **circuito stampato**.

Infatti nello schema elettrico tutti i condensatori o le resistenze che vanno collegate a **massa** si collocano nelle posizioni più comode ed estetiche (vedi fig.12), pensando che chi deve realizzare il **circuito stampato** provvederà ad applicarli nelle giuste posizioni.

Chi non ha mai progettato dei circuiti stampati per **RF** ritiene che una pista di **massa** è sempre una **massa**, non importa se distante o vicino al transistor.

In realtà tutti i condensatori di fuga o gli altri componenti che riguardano il transistor devono essere collegati ad un'**unica pista** di massa, perchè diver-

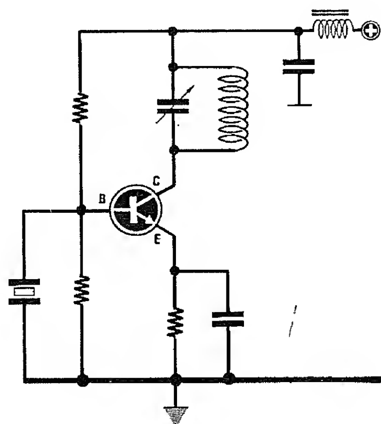



**Fig.12 In uno schema elettrico tutti i componenti che vanno a "massa" vengono disegnati nella posizione più estetica.**

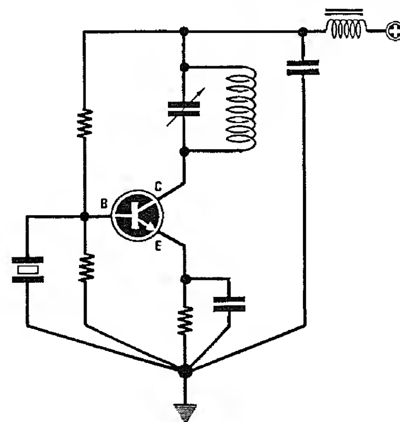



**Fig.13 In pratica, tutti questi componenti andrebbero invece collegati alla pista di "massa" che alimenta l'Emettitore.**

samente il circuito potrebbe funzionare in modo anomalo o peggio ancora **autooscillare** (vedi figg.13-14-15).

È per questo motivo che conviene realizzare tutti i circuiti per **RF** su circuiti stampati a **doppia faccia**, così da utilizzare la superficie di rame sottostante solo come **massa**.

Una volta che avete realizzato un qualsiasi trasmettitore, quando passerete alla fase di **taratura** ricordatevi di applicare sull'uscita un **carico resistivo** e non l'antenna trasmittente, perchè se le **impedenze** non risultano ben adattate tutto il trasmettitore potrebbe **autooscillare** facendo "saltare" il transistor finale.

Sostituendo in un trasmettitore un transistor perchè bruciato, dovrete sempre **ritoccare** i compensatori di accordo anche se il nuovo transistor ha la stessa sigla e marca di quello precedente, perchè tra un transistor e l'altro esistono sempre delle **differenze**.

Molti sostituiscono nei progetti il transistor finale con uno di **maggiore potenza**, ma a montaggio ultimato si accorgono di ottenere in uscita **minore potenza**.

Come abbiamo spiegato nel paragrafo **Guadagno in Potenza**, quando si sostituisce un transistor occorre controllare il **Gpe** o **guadagno**.

Se in un trasmettitore togliete un transistor finale da **20 watt** che ha un **Gpe** di **10 dB** e ne inserite uno da **40 watt** che ha un **Gpe** di **8 dB**, sulla sua uscita otterrete una potenza di circa **12,6 watt.**

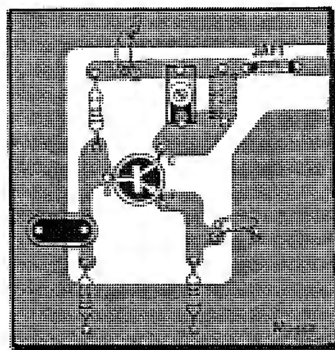


**Fig.14 Se i componenti di uno stadio RF si collegano a piste di masse molto distanti dall'Emettitore del transistor, questo stadio può facilmente autooscillare.**

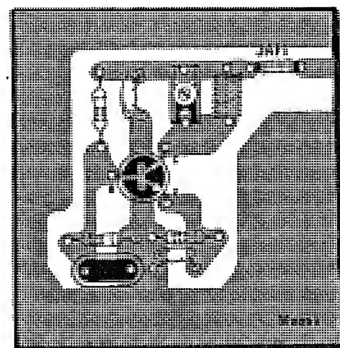


**Fig.15 Per evitare autooscillazioni, bisogna sempre collegare tutti i componenti che interessano uno stadio di RF su un'unica pista di massa.**

**Fig.16 Collegando all'uscita di uno stadio pilota che eroga 2 watt un transistor da 20-60 watt con un Gpe di 10 dB, otterremo sempre 20 watt. Se questo finale avesse un Gpe di 8 dB, otterremmo soltanto 12,6 watt.**

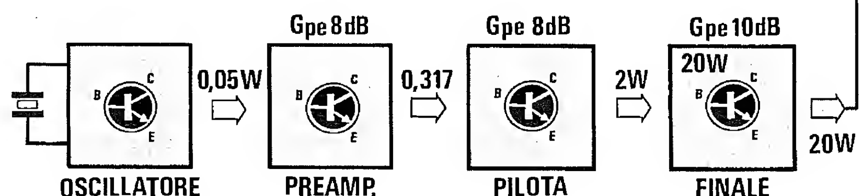
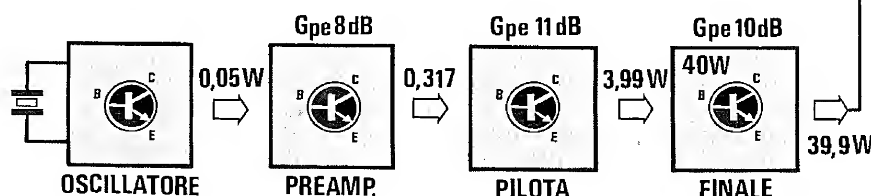



**Fig.17 Per aumentare la potenza d'uscita dovremo scegliere un transistor pilota dotato di un Gpe maggiore di 10 dB. Sostituendo un transistor pilota con Gpe di 8 dB con uno di 11 dB la potenza in uscita si raddoppierà.**




Se sceglierete un transistor da **40 watt** con un **Gpe** di **10 dB** otterrete sempre in uscita la stessa potenza erogata dal transistor da **20 watt**, perchè **identico** è il guadagno **Gpe**.

Per aumentare la potenza d'uscita dovrete cercare un transistor da **40 watt** con un **Gpe** di **13 dB**.

Infatti come potete vedere nella **Tabella N.3**, un **Gpe** di **10 dB** corrisponde ad un guadagno in potenza di **10 volte**, mentre un **Gpe** di **13 dB** corrisponde ad un guadagno in potenza di **19,95 volte**.

Ammesso che lo stadio che **pilota** questo finale eroghi una potenza di **2 watt**, questa verrà amplificata di **19,95 volte**, quindi otterrete:

**2 x 19,95 = 39,9 watt**

Anzichè ricercare dei transistor **finali** con elevato **Gpe**, che ovviamente risultano più costosi, a volte può essere più conveniente sostituire il transistor dello stadio **pilota** con uno che abbia un **maggiore** guadagno.

Ammesso che il transistor **pilota** presente nel progetto originale abbia un **Gpe** di **8** pari ad un guadagno di **6,31**, che in precedenza dava in uscita una potenza di **2 watt**, inserendone uno con un **Gpe** di **11** pari ad un guadagno di **12,59** voi raddoppierete la potenza di **pilotaggio** (vedi fig.17), quindi sull'uscita otterrete **3,99 watt**.

Utilizzando pertanto un transistor **finale** con un **Gpe** di **10** (vedi fig.17), pari ad un guadagno di **10** otterrete in uscita una potenza di:

**3,99 x 10 = 39,9 watt**

Ricordatevi che inserendo nel circuito un **nuovo** transistor di **diversa potenza** o di **diverso guadagno**, dovrete sempre ritoccare la **taratura** del filtro d'ingresso e quella del filtro di uscita, perchè l'**impedenza** di **Base** e di **Collettore** risulteranno sempre totalmente diverse rispetto al transistor precedente.

## ADATTAMENTO OSCILLATORE/PILOTA

Potrete prelevare il segnale **RF** dall'oscillatore, collegandovi direttamente sul Collettore del transistor oppure sul secondario della bobina di accordo.

Per poter accoppiare questi due stadi dovrete utilizzare i filtri visibili nella **Tabella N.4**.

Per accordare il filtro adattatore d'impedenza consigliamo di collegare sul Collettore del transistor amplificatore un milliamperometro come visibile in fig.23.

Ruotando i due compensatori si dovrà ricercare la posizione in cui il transistor assorbirà la **massima** corrente.

Quasi sempre troverete un compensatore che andrà ruotato per una capacità **maggiore** rispetto all'altro.

Se in fase di taratura doveste rilevare che un compensatore risulta ruotato tutto per la sua **mas-**

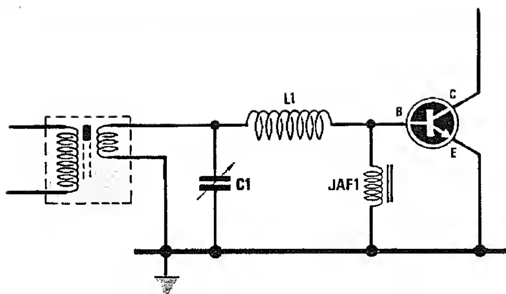
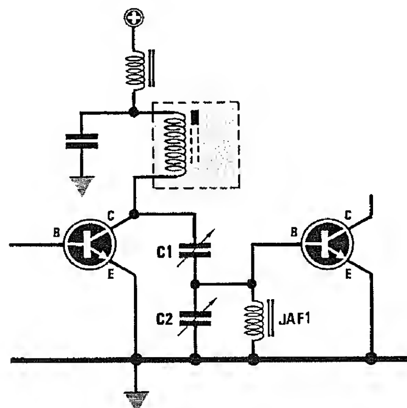



Fig.18 Se sulla bobina dello stadio oscillatore è presente un "link", potremo adattare l'impedenza d'uscita con quella di Base dello stadio preamplificatore, collegando C1 e L1 come visibile in questo schema.

Fig.19 Quando sulla bobina dello stadio oscillatore non è presente un link, dovremo usare due compensatori (vedi C1-C2). Tra la Base del transistor e la massa dovremo sempre collegare una impedenza di blocco per la radiofrequenza (vedi JAF1).



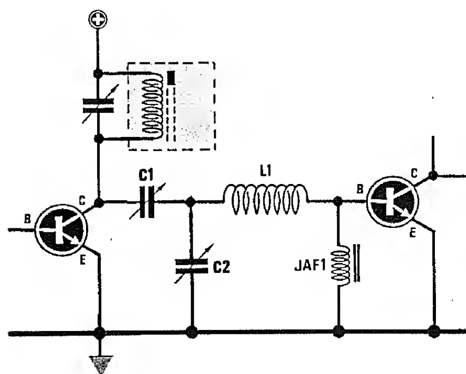




Fig.20 Nel circuito di fig.19 potremo aggiungere una bobina (vedi L1) con un numero di spire idonee alla frequenza di lavoro.

Fig.21 Per pilotare uno stadio con uscita di Emettitore dovremo collegare una resistenza da 220 ohm ed un condensatore da 2.200 pF come visibile in figura (vedi C2-R1).

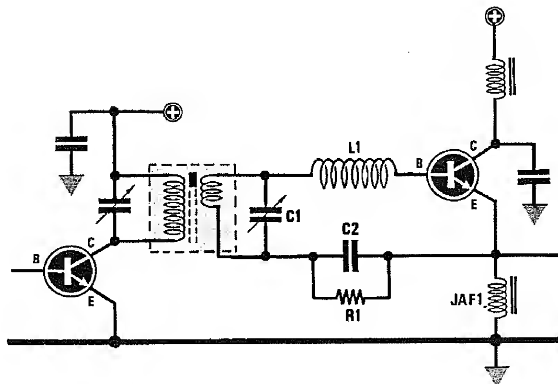
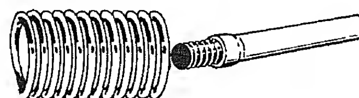


**Fig.22 Per controllare se dovremo aumentare il numero delle spire della bobina L1, sarà sufficiente inserire al suo interno un piccolo nucleo in ferrite. Se noteremo che l'ampiezza del segnale RF aumenta, occorrerà una bobina con più spire.**



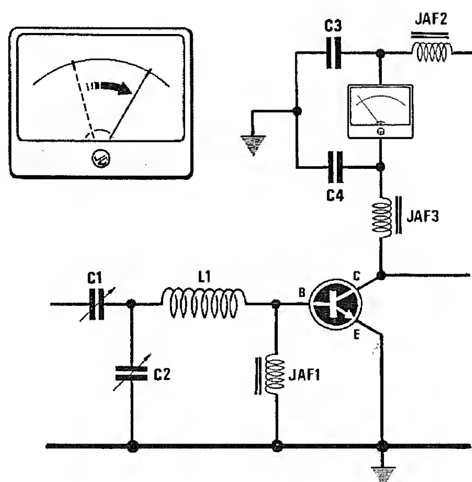



**Fig.23 Per controllare se un filtro adattatore d'impedenza si accorda, dovremo collegare al Collettore del transistor un milliamperometro, disaccoppiandolo con due condensatori da 1.000 pF (vedi C3-C4) e con due impedenze JAF (vedi JAF2-JAF3). Ruotando i due compensatori C1-C2, noteremo che la corrente assorbita dal transistor aumenterà gradualmente fino a raggiungere il suo massimo. Se la lancetta dovesse salire bruscamente verso il suo massimo significa che il transistor autooscilla.**

sima capacità e l'altro per la sua **minima** capacità, dovrete modificare il numero di spire nella bobina.

Per stabilire se il numero delle spire della bobina va aumentato, sarà sufficiente inserire all'interno della bobina un **piccolo nucleo in ferrite** fissato sopra un supporto di plastica (vedi fig.22).

Se in questo modo notate che la corrente dello stadio amplificatore **aumenta**, dovrete aumentare il numero delle spire.

Per stabilire se il numero delle spire della bobina va ridotto, sarà sufficiente inserire all'interno della bobina un tondino di materiale **amagnetico**, cioè in **alluminio** o in **ottone**.



## ADATTAMENTO PILOTA/FINALE

Sapendo che l'impedenza di Collettore di un transistor **pilota** risulta sempre **maggiore** rispetto all'impedenza di Base del transistor **amplificatore**, dovrete usare i filtri visibili nella Tabella N.5.

Anche in questo caso consigliamo di applicare in serie al Collettore del transistor **amplificatore** un **milliamperometro** disaccoppiandolo con due impedenze **VK** e dei condensatori di fuga da **1.000 pF** (vedi in fig. 23 i condensatori **C3-C4**), per evitare che i cavi di collegamento o le **bobine di shunt** presenti all'interno dello strumento possano **accordarsi** sulla frequenza di lavoro.

Ruotando i due compensatori **C1-C2** si dovrà ricercare la posizione in cui il transistor assorbe la **massima** corrente.

Se in fase di taratura rilevate che un compensatore risulta ruotato tutto per la sua **massima** capacità e l'altro per la sua **minima** capacità, dovrete modificare il numero di spire nella bobina.

Per stabilire se il numero delle spire della bobina va aumentato, sarà sufficiente inserire all'interno della bobina un **piccolo nucleo in ferrite** fissato sopra ad un supporto di plastica (vedi fig.22).

Se in questo modo notate che la corrente dello stadio amplificatore **aumenta**, dovrete aumentare le spire.

Per stabilire se il numero delle spire della bobina va ridotto, sarà sufficiente inserire all'interno della bobina un tondino di materiale **amagnetico**, cioè in **alluminio** o in **ottone**.

I due compensatori andranno sempre tarati per far assorbire al transistor la **massima** corrente.

**Importante** = Non dimenticatevi che un filtro d'impedenza si riesce ad accordare anche su una frequenza **armonica**.

Per evitare di incorrere in questo **errore** conviene sempre partire, come già accennato, con una bobina che abbia **molte spire** e poi passare ad una con un **minore** numero di spire e mai viceversa.

Se la lancetta del **milliamperometro** sale brusca-

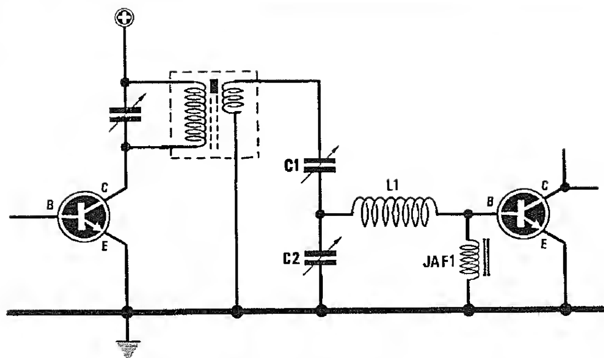
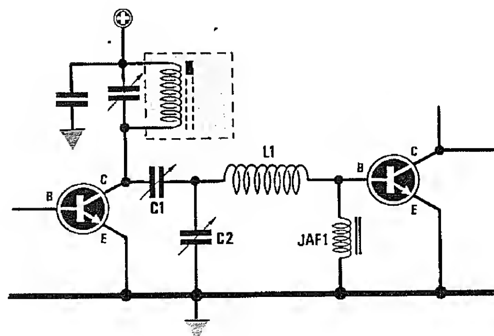



Fig.24 Se la bobina dello stadio pilota dispone di "link" dovremo collegare i due compensatori di accordo C1-C2 e la bobina L1 come visibile in questo schema elettrico.

Fig.25 Se la bobina dello stadio pilota è sprovvista di link, dovremo collegare il compensatore C1 direttamente al Collettore del transistor pilota.



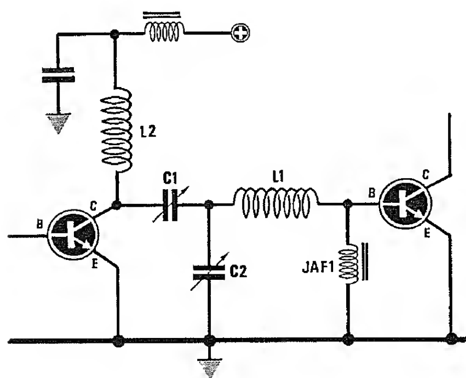
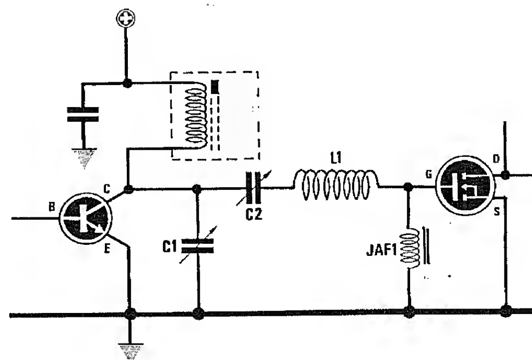




Fig.26 In molti stadi pilota, tra il Collettore ed il positivo di alimentazione viene collegata una bobina (vedi L2), che si accorderà assieme a L1 ruotando C1-C2.



Fig.27 Nei trasmettitori che utilizzano come finale dei Mosfet che hanno delle impedenze d'ingresso molto alte, viene normalmente usata questa configurazione.



mente verso il suo massimo significa che il transistor **autooscilla**.

Una volta tarati i due compensatori provate a stringere con le mani i cavi che vanno al milliamperometro o quelli dell'alimentazione.

Se notate che la corrente assorbita dal transistor scende **notevolmente**, significa che questi cavi si **accordano** sulla frequenza di lavoro oppure su un'armonica.

Per eliminare questo difetto dovrete collegare alle due estremità del cavo dei condensatori di fuga da **1.000 - 4.700 picoFarad**.

## ADATTAMENTO FINALE/ANTENNA

Sapendo che l'impedenza d'uscita di un transistor finale **RF** risulta quasi sempre **minore** dell'impedenza caratteristica del cavo coassiale collegato ad un'antenna, impedenza che come sappiamo si aggira sempre sui **51-52 ohm**, per poter adattare un valore d'impedenza **minore** con uno d'impedenza **maggiore**, dovrete necessariamente utilizzare **i** filtri visibili nella **Tabella N.6**.

Per la **taratura** dei due compensatori si collegherà sull'uscita di tale stadio un fittizio **antiinduttivo** che presenti un valore di resistenza ohmica pari a **52** (non usate **mai** resistenze a filo, ma solo resistenze antiinduttive).

Come visibile in fig.28, questa tensione verrà raddrizzata da un **diodo al silicio** molto veloce tipo **1N.4150** o da un diodo **schottky**, in modo da ottenere una **tensione continua**, che potrete in seguito misurare con un tester possibilmente **digitale**.

Ruotando i due compensatori si dovrà cercare di ottenere in uscita la **massima** tensione.

Se in fase di taratura constatate che un compensatore risulta ruotato tutto per la sua **massima** capacità e l'altro tutto per la sua **minima** capacità, dovrete modificare il numero di spire nella bobina.

Per stabilire se il numero delle spire della bobina va aumentato, potrete inserire all'interno della bobina un **piccolo nucleo in ferrite** fissato sopra un supporto di plastica (vedi fig.22).

Se in questo modo notate che la corrente dello stadio amplificatore **aumenta**, dovrete aumentare il numero delle spire.

Per stabilire se il numero delle spire della bobina va ridotto, potrete inserire all'interno della bobina un tondino di materiale **amagnetico**, cioè in **alluminio** o in **ottone**.

**Importante** = Tarando i due compensatori la tensione che leggerete sul tester **deve salire** sempre dolcemente.

Se aumentasse **bruscamente** da un valore minimo ad uno **massimo** significherebbe che lo stadio finale si è messo ad **autooscillare**, quindi spegnete subito il trasmettitore per evitare di bruciare il transistor finale.

Quando si verificano queste autooscillazioni significa che qualche condensatore di **fuga** non è stato collocato sulla giusta **massa**.

Se il circuito stampato è un **doppia faccia** in cui la parte sottostante è **tutta massa**, può risultare a volte sufficiente praticare un piccolo foro su qualche pista di **massa superiore** e collegare la **massa superiore** con la massa **sottostante**.

Una volta tarati i due compensatori fino ad ottenere in uscita la **massima tensione**, potrete calco-

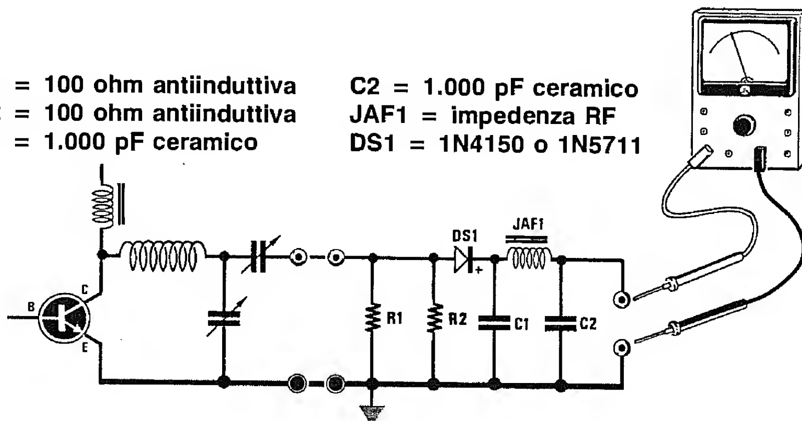



**Fig.28 Per tarare un filtro d'uscita su 50-52 ohm potremo usare questo circuito rivelatore. La resistenza R1 da 50-52 ohm deve risultare "antiinduttiva" ed avere una potenza maggiore di quella del trasmettitore. Se usiamo per DS1 un diodo 1N.4150 potremo misurare potenze non superiori ai 25 watt, se usiamo un diodo BAR.28 o 1N.5711 potremo misurare un massimo di 56 watt. Per potenze maggiori vedi fig.33.**

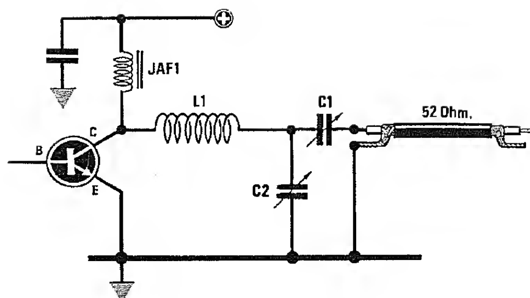
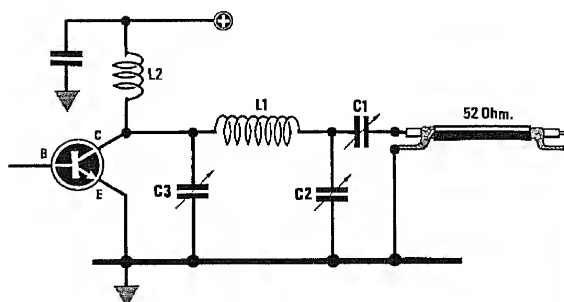



Fig.29 Configurazione da utilizzare per accordare uno stadio finale su una impedenza caratteristica di 52 ohm. La bobina L1 dovrà avere un numero di spire sufficienti per accordarsi sulla frequenza di lavoro.

Fig.30 Se sul Collettore del transistor è presente una bobina di accordo (vedi L2), dovremo utilizzare un terzo compensatore (vedi C3). Questo circuito viene usato per ottenere in uscita una frequenza duplicata.



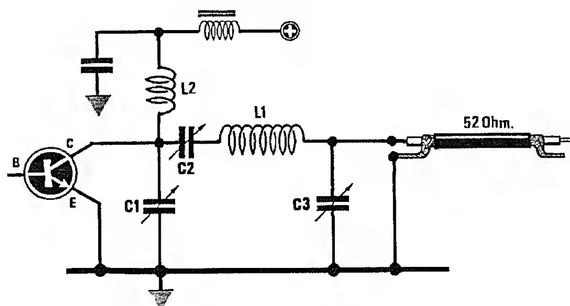
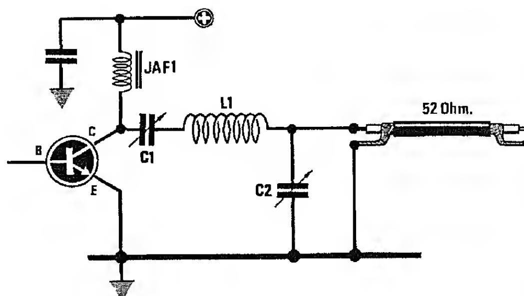




Fig.31 Quando l'impedenza di Collettore è maggiore di 52 ohm (finale con potenze minori di 1 watt), può essere necessario adottare questo circuito che adatta una alta impedenza con una più bassa.

Fig.32 Il circuito di fig.31 è molto più critico di quello riportato in questa figura. Questa configurazione serve soltanto se l'impedenza di Collettore è superiore a 52 ohm.



lare con buona approssimazione la **potenza RF** erogata dallo stadio finale usando questa semplice formula:

**Watt = (Volt x Volt) : (R + R)**

dove **Volt** è il valore della tensione raddrizzata ed **R** è il valore in **ohm** della resistenza di carico **antiinduttiva**, che sarà sempre compresa tra **51** e **52 ohm**.

Poichè in questa formula andrebbero considerate anche la **caduta** di tensione introdotta dal **diodo raddrizzatore**, la variazione del valore ohmico della resistenza di **carico** quando inizierà a scaldarsi ed eventuali cadute di tensione del tester, in particolare modo se questo non è un digitale, questa formula, per la sola **impedenza di 52 ohm**, potrà essere modificata come segue:

**Watt = (Volt x Volt) : 100**

Conoscendo la potenza che deve erogare uno stadio finale, potrete conoscere la **tensione** che dovrete leggere sulla sonda di carico da **52 ohm** per ottenere questa **potenza**, usando la formula:

**Volt =** $\sqrt{\textbf{Watt x 100}}$

**Esempio** = Se sull'uscita di una sonda di carico da **52 ohm** leggerete una tensione di **28 volt**, potrete subito stabilire con buona approssimazione la potenza fornita da questo transistor con la prima formula:

**(28 x 28) : 100 = 7,84 watt**

**Esempio** = Avete un trasmettitore che secondo le caratteristiche della Casa Costruttrice dovrebbe erogare una potenza di **90 watt**.

Per sapere qual è la tensione che dovrete leggere sulla **sonda di carico** da **52 ohm** utilizzerete la seconda formula:

$\sqrt{\textbf{90 x 100}}$ **= 94,86 volt**

Come potete notare, sulla sonda ritroviamo una tensione di quasi **95 volt**.

## IMPORTANTE

Nella sonda di carico di fig.28 bisogna utilizzare come raddrizzatore un diodo al silicio molto veloce e che presenti una capacità minore di **4 pF**, diversamente non è possibile misurare frequenze superiori a **100 MHz**.

Un diodo al silicio che si è rivelato ottimo nelle prove di collaudo è quello siglato **1N.4150**, che però potendo lavorare solo con tensioni non superiori ai **50 volt**, non è in grado di misurare potenze maggiori di **25 watt**.

Per misurare potenze superiori ai 25 watt dovremo applicare sulla sonda un partitore resistivo, come visibile in fig.33, che riduca di metà il valore della tensione da raddrizzare.

Usando un partitore resistivo la tensione raddrizzata si **dimezza** e quindi dovrete **raddoppiare** il valore della tensione rilevata.

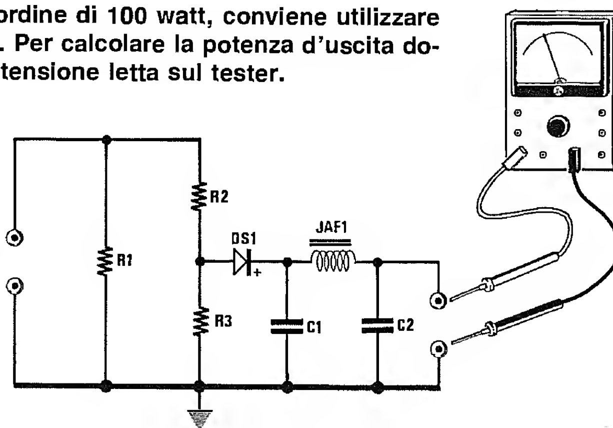
Se non raddoppierete questa tensione dovrete **moltiplicare x 4** il valore dei **Watt** calcolati con la tensione dimezzata.

**Esempio** = Il tester applicato sull'uscita della sonda di fig.33, provvista di **partitore resistivo**, rileva una tensione di **23 volt**.

Poichè abbiamo usato la sonda provvista di un **partitore resistivo** che **dimezza** la tensione raddriz-

**Fig.33 Per misurare potenze dell'ordine di 100 watt, conviene utilizzare un partitore resistivo (vedi R2-R3). Per calcolare la potenza d'uscita dovremo raddoppiare il valore della tensione letta sul tester.**

**R1 = 52 ohm antiinduttiva**
**R2 = 1.000 ohm 1/4 watt**
**R3 = 1.000 ohm 1/4 watt**
**C1 = 1.000 pF ceramico**
**C2 = 1.000 pF ceramico**
**JAF1 = impedenza RF**
**DS1 = 1N4150 o 1N5711**



## TABELLA N.7 - PER ACCOPPIARE l'ingresso di un LINEARE con l'uscita di un TX

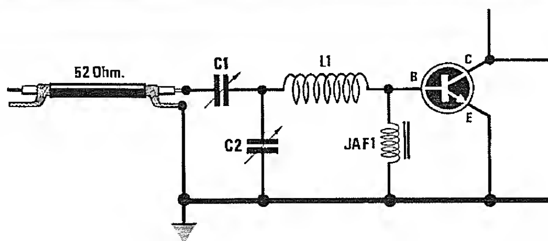



**Fig.34 Per collegare l'uscita di un ricetrasmettitore a 52 ohm ad un LINEARE di potenza dovremo utilizzare questa configurazione. La bobina L1 dovrà accordarsi sulla frequenza di lavoro.**

zata, dovremo **raddoppiare** il valore della tensione rilevata.

Perciò i **23 volt** diventeranno **23 x 2 = 46 volt**:

**(46 x 46) : 100 = 21,16**

Se non raddoppieremo questa tensione, dovremo **moltiplicare x 4** il valore dei **Watt** calcolati con la tensione dimezzata, infatti:

**(23 x 23) : 100 = 5,29 watt**

Moltiplicando questo valore **x 4** otterremo:

**5,29 x 4 = 21,16 watt**

Dunque i **46 volt** o i **23 volt dimezzati** corrispondono ad una potenza di **21,16 watt**.

### ADATTAMENTO TX/LINEARI RF

Per collegare l'uscita di un trasmettitore adattato normalmente sui **52 ohm** con l'ingresso di un **Lineare RF** o con un altro amplificatore di potenza, dovrete utilizzare il filtro visibile nella **Tabella N.7.**

Per la taratura consigliamo di applicare sull'uscita un **carico fittizio** costituito da una resistenza **antiinduttiva** da **52 ohm** (vedi fig. 33).

Tutti i consigli elencati per adattare l'impedenza tra uno **stadio pilota** ed uno **stadio finale** valgono anche per un **TX** e per un **Lineare RF**.

### RICORDATEVI

Un transistor non potrà mai erogare in uscita una potenza **maggiore** a quella riportata nelle sue caratteristiche.

Considerando le perdite per dispersione, si può affermare che un transistor può erogare in uscita una potenza di poco **superiore** al **50%** di quanto assorbe.

Se alimentando un transistor finale con una tensione di **18 volt** questo dovesse assorbire una **corrente** di **700 milliAmper**, la potenza che potrete ottenere dalla sua uscita risulterà di poco superiore a:

**Watt = (Volt x Amper) : 2**

La prima operazione da compiere sarà quella di convertire i **700 milliAmper** in **Amper** dividendoli per **1.000**:

**700 : 1.000 = 0,7 Amper**

dopodichè potrete calcolare i **watt**:

**(18 x 0,7) : 2 = 6,3 watt**

In pratica dall'uscita di questo transistor potreste ottenere dai **6,3 watt** ai **6,9 watt** circa, se riusciste ad ottenere un rendimento del **55%**.

### TRANSISTOR per FM e per AM

I transistor costruiti per la **FM**, cioè per la **modulazione in frequenza**, non possono essere utilizzati in **AM**, cioè per essere **modulati in ampiezza**, a meno che non vengano alimentati con un valore di tensione pari alla **metà** di quanto riportato nelle loro caratteristiche.

Un transistor **FM** costruito per essere alimentato con una tensione **massima** di **18 volt**, può essere usato in **AM** solo se lo alimenterete con una tensione non maggiore ai **9 volt**, diversamente in presenza della **modulazione** si brucerebbe dopo pochi secondi, perchè alla tensione di **alimentazione** si somma la tensione di **modulazione**.

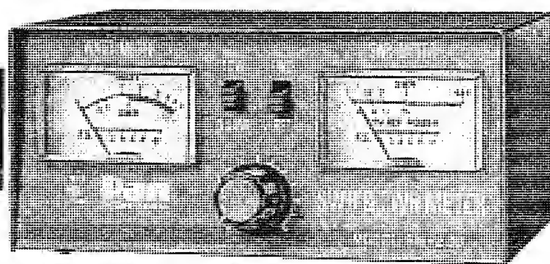
Come noterete tutti i transistor idonei per lavorare in **AM** hanno una tensione di lavoro molto elevata, ad esempio **36-40 volt**.

Anche in questi casi dovrete sempre alimentare il transistor con **metà** tensione rispetto a quella riportata nelle caratteristiche.

Quindi un transistor che accetta una tensione **massima** di Collettore di **36 volt**, dovrà essere alimentato a **18-19 volt**.

Un transistor **AM** può invece essere utilizzato in **FM** anche se alimentato col suo **massimo** valore di tensione.

# SWR-ROS



Tutti i ricetrasmettitori sono progettati per funzionare al meglio una volta collegati ad antenne che presentino un'**impedenza di 52 ohm**.

Se sull'uscita di questi trasmettitori colleghiamo un'antenna che ha un'**impedenza** diversa da questa, il trasmettitore subirà delle perdite sia in trasmissione sia in ricezione.

Il valore di impedenza di un'antenna varia al variare della sua altezza dal suolo e dalla presenza di eventuali parti metalliche che potrebbero trovarsi lateralmente e sotto il palo di sostegno.

A causa di ciò diventa impresa difficile determinare l'esatta impedenza di un'antenna e quindi si preferisce di solito installare prima l'antenna e poi, con uno strumento chiamato **Misuratore di SWR** ( Standing Wave Ratio ) oppure **Misuratore di ROS** ( Rapporto Onde Stazionarie ), accordarla, accorciando o allungando i suoi bracci in modo da ottenere un rapporto di Onde Stazionarie uguale a **1**.

In pratica questi strumenti ci indicano il rapporto tra la potenza che il trasmettitore **invia** verso l'antenna e quella che l'antenna **riflette** verso il trasmettitore per **disadattamento d'impedenza**.

Poichè il segnale riflesso è proporzionale al disadattamento d'impedenza, conoscendo questo rapporto potremo facilmente calcolare l'esatta impedenza dell'antenna.

Un disadattamento d'impedenza può essere la causa dei seguenti inconvenienti :

**1°** = Il trasmettitore irradia in antenna **minore potenza**.

**2°** = La potenza che l'antenna non riesce ad **irradiare** viene rispedita di ritorno verso il trasmettitore surriscaldando i transistor finali di **RF** che, se non protetti, possono andare subito fuori uso.

**3°** = La **RF** di ritorno può raggiungere il circuito stampato o il filo del microfono ed entrare facilmente anche negli stadi preamplificatori di **BF** saturandoli e provocando così la distorsione del segnale di modulazione.

**4°** = Se la potenza del trasmettitore è elevata, il cavo coassiale può **surriscaldarsi** in più punti fino a fondersi.

Per misurare il rapporto di onde stazionarie bisogna collegare l'ingresso del **Misuratore di SWR** sull'uscita **antenna** del ricetrasmettitore e l'uscita del **Misuratore di SWR** al cavo coassiale che dovrà raggiungere l'antenna irradiante ( vedi fig.1 ).

Spostato il deviatore sulla scritta **Onda Diretta**, si ruoterà la manopola di taratura fino a portare la lancetta dello strumento sul fondo scala.

Eseguita questa operazione si sposterà il deviatore sulla scritta **Onda Riflessa** e si controllerà il posizionamento della lancetta dello strumento.

Se l'adattamento d'impedenza è perfetto, la lancetta si posizionerà su **1**, se l'impedenza dell'antenna non è di **52 ohm**, la lancetta si posizionerà su **1,1 - 1,2 - 1,5 - 2** ecc.

È da considerarsi :

= **Ottimo** un rapporto che non supera **1,3**

= **Accettabile** un rapporto che non supera **1,5**

= **Inaccettabile** un rapporto superiore a **1,5**

Per valutare la **percentuale di perdite** e conoscere il valore d'**impedenza** dell'antenna in rapporto alle onde riflesse, indicato dal **Misuratore di SWR**, potremo servirci della **TABELLA N.1**.

Per portare l'impedenza dell'antenna sui **52 ohm** richiesti, si allungherà o si accorcerà sperimentalmente l'antenna di pochi centimetri fino a quando la lancetta del **Misuratore di SWR** si porterà sul numero **1**.

Se allungando o accorciando l'antenna non riuscite a ridurre il rapporto di **onde stazionarie** dovrete controllare :

= Se l'uscita del trasmettitore risulta tarato sui **52 ohm**

= Se il trasmettitore eroga delle **frequenze armoniche**, cioè frequenze **doppie** rispetto alla frequenza **fondamentale**.

Per eliminare le **frequenze armoniche** è sufficiente collegare sull'uscita del trasmettitore un filtro **Passa/Basso** calcolato sui **22-23 MHz** ( vedi il capitolo sui filtri per la radiofrequenza ).

**Importante** = Occorre tenere presente che un disadattamento d'impedenza si ottiene anche collegando ad un'antenna che abbia una esatta impedenza di **52 ohm** un cavo coassiale d'impedenza diversa, ad esempio di **75 ohm** o di **62 ohm**.

Possono inoltre verificarsi casi in cui, pur disponendo di un'antenna a **52 ohm** collegata al trasmettitore con un **cavo coassiale** da **52 ohm**, non si riesca mai a portare la lancetta del **Misuratore di SWR** su **1**.

Questo può accadere quando sull'uscita del trasmettitore sono presenti molte **frequenze armoniche**.

In questi casi si dovrebbero collegare sull'uscita del trasmettitore dei **Filtri Passa/Basso** idonei ad impedire che tutte le armoniche superiori alla frequenza di lavoro possano raggiungere l'antenna irradiante.

Se non disponete di Analizzatori di Spettro, per poter verificare la presenza delle frequenze **armoniche** potrete applicare sull'uscita del **Misuratore di SWR** un carico **resistivo antiinduttivo** da **52 ohm** (vedi fig.2).

Se con questo carico resistivo la lancetta del **Misuratore di SWR** si porta su **1**, significa che sull'uscita del trasmettitore sono presenti delle **frequenze armoniche**.

Al contrario se anche con il **carico resistivo** la lancetta rimane su **1,4 - 1,5** significa che l'uscita del trasmettitore non è tarata sui **52 ohm**.

## ESEMPIO N. 1

Il vostro trasmettitore eroga una potenza di **50 watt** con un rapporto di onde stazionarie pari a **1,7** e vorreste conoscere la potenza che verrà irradiata dall'antenna.

Per prima cosa controllerete nella seconda colonna della **TABELLA N.1** il **fattore di perdita** corrispondente ad un **ROS** o ad un **SWR** di **1,7** e qui troverete il numero **0,067**.

Moltiplicherete allora questo numero per la **potenza** erogata dal trasmettitore e così conoscerete quanti **watt** vengono **dispersi** per questo disadattamento :

**50 x 0,067 = 3,35 watt**

Dunque sull'antenna giungerà, per essere irradiata, una potenza di soli :

**50 - 3,35 = 46,65 watt**

Un ROS/SWR di **1,7** si ottiene quando l'antenna risulta più lunga o più corta rispetto alla gamma di lavoro, quindi è sufficiente allungarla o accorciarla di pochi **centimetri** per recuperare questa perdita di **3,35 watt**.

## ESEMPIO N. 2

Se collegate un'antenna da **75 ohm** ad un trasmettitore da **52 ohm**, quale rapporto di onde stazionarie avrete?

Per calcolare il rapporto delle onde stazionarie si potrà utilizzare questa formula :

**Z maggiore : Z minore**

dove **Z** è l'impedenza d'uscita del trasmettitore e dell'antenna.

In questo caso avrete un rapporto di onde stazionarie pari a :

**75 : 52 = 1,44**

## ESEMPIO N. 3

Se collegate un cavo coassiale da **75 ohm** sull'uscita a **52 ohm** di un trasmettitore e sull'estremità di questo cavo collegate un'antenna da **52 ohm**, quale rapporto di onde stazionarie otterrete ?

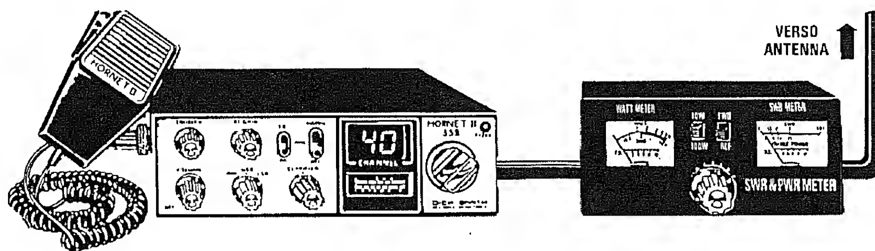



**Fig.1 Il misuratore di Onde Stazionarie si collega tra l'uscita del trasmettitore ed il cavo coassiale che proseguirà verso l'antenna irradiante. Poichè quasi tutti i misuratori dispongono di due strumenti, per effettuare la misura si ruoterà il potenziometro fino a portare la lancetta dell'onda DIRETTA esattamente sul fondo scala, poi si controllerà sull'opposto strumento delle SWR la percentuale delle onde RIFLESSE.**

In questo caso avrete **due** disadattamenti d'impedenza che sommandosi faranno aumentare il rapporto di onde stazionarie.

**75 : 52 = 1,44** ( trasmettitore verso cavo )
**75 : 52 = 1,44** ( cavo verso antenna )

Sommando questi due disadattamenti e sottraendo **1** otterrete :

**( 1,44 + 1,44 ) - 1 = 1,88**

Poichè nella **TABELLA N.1** non troverete **1,88**, prendete in considerazione il numero più prossimo a quello calcolato, cioè **1,9**, che corrisponde ad un fattore di perdita di **0,096**.

Questo significa che se avete un trasmettitore che eroga una potenza di **50 watt**, a causa di questo disadattamento verranno **dispersi** ben :

**50 x 0,096 = 4,8 watt**

Quindi sull'antenna giungeranno soltanto :

**50 - 4,8 = 45,2 watt.**

Inoltre un disadattamento d'impedenza può surriscaldare il transistor finale RF di potenza, che, se non risulterà adeguatamente protetto, potrà in brevissimo tempo "saltare", cioè andare fuori uso.

**ESEMPIO N. 4**

Collegando ad un trasmettitore un'antenna che vi da un rapporto di onde stazionarie pari a **1,5**, volete conoscere **l'impedenza** che può avere questa antenna.

Nell'ultima colonna della **TABELLA N.1** è già riportata l'impedenza che può avere un'antenna quando la lancetta del **Misuratore di SWR** non si porta sull'inizio scala, cioè su **1**.

In questa colonna sono riportati due numeri perchè il rapporto di onde stazionarie risulta identico sia che l'antenna presenti una **impedenza minore** o **maggiore**.

Infatti il rapporto **SWR** o **ROS** si ottiene dividendo l'impedenza **maggiore** per l'impedenza **minore**.

Quindi se l'impedenza dell'antenna risulta di **34,67 ohm**, il rapporto di onde stazionare sarà pari a :

**52 : 34,67 = 1,499**

Lo stesso rapporto di onde stazionarie si ottiene anche se l'impedenza dell'antenna risulta di **78 ohm**, infatti :

**78 : 52 = 1,5**

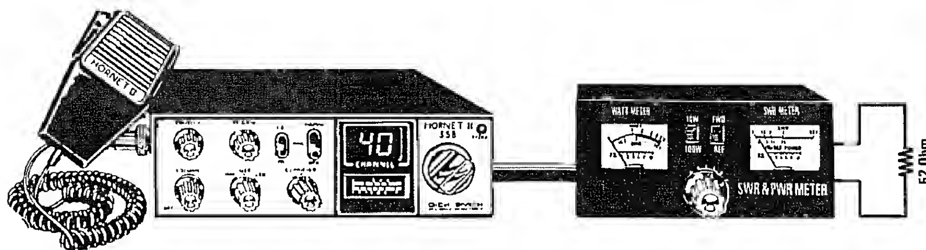



**Fig.2 Se con l'antenna inserita notate un disadattamento maggiore di 1,5, provate a sostituire l'antenna con un carico "resistivo andiinduttivo" da 52 ohm e se in questo modo le SWR scendono a 1,1 significa che il trasmettitore irradia molte frequenze armoniche.**



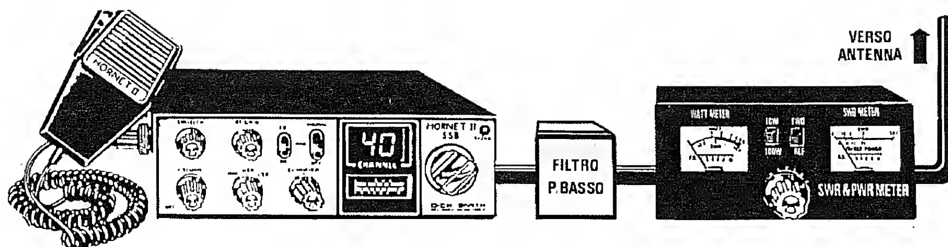



**Fig.3 Per eliminare le frequenze ARMONICHE è sufficiente applicare tra l'uscita del trasmettitore ed il misuratore di Onde Stazionarie un Filtro Passa/Basso. Per calcolare questo filtro potrete utilizzare le formule riportate nel capitolo Filtri per la Radiofrequenza.**

## TABELLA N.1 RAPPORTO ONDE STAZIONARIE e PERCENTUALE di PERDITE

| SWR ROS | FATTORE PERDITE | IMPEDENZA antenna | |
|---|---|---|---|
| 1,0 | 0,000 | 52,00 | 52,0 |
| 1,1 | 0,002 | 47,27 | 57,2 |
| 1,2 | 0,008 | 43,33 | 62,4 |
| 1,3 | 0,017 | 40,00 | 67,6 |
| 1,4 | 0,030 | 37,14 | 72,8 |
| 1,5 | 0,040 | 34,67 | 78,0 |
| 1,6 | 0,053 | 32,50 | 83,2 |
| 1,7 | 0,067 | 30,59 | 88,4 |
| 1,8 | 0,082 | 28,89 | 93,6 |
| 1,9 | 0,096 | 27,37 | 98,8 |
| 2,0 | 0,111 | 26,00 | 104,0 |
| 2,1 | 0,126 | 24,76 | 109,2 |
| 2,2 | 0,140 | 23,64 | 114,4 |
| 2,3 | 0,155 | 22,61 | 119,6 |
| 2,4 | 0,169 | 21,67 | 124,8 |
| 2,5 | 0,184 | 20,80 | 130,0 |
| 2,6 | 0,197 | 20,00 | 135,2 |
| 2,7 | 0,211 | 19,26 | 140,4 |
| 2,8 | 0,224 | 18,57 | 145,6 |
| 2,9 | 0,237 | 17,93 | 150,8 |
| 3,0 | 0,250 | 17,33 | 156,0 |
| 3,1 | 0,260 | 16,77 | 161,2 |
| 3,2 | 0,270 | 16,25 | 166,4 |
| 3,3 | 0,286 | 15,75 | 171,6 |
| 3,4 | 0,298 | 15,29 | 176,8 |
| 3,5 | 0,309 | 14,86 | 182,0 |
| 3,6 | 0,319 | 14,44 | 187,2 |
| 3,7 | 0,330 | 14,05 | 192,4 |
| 3,8 | 0,340 | 13,68 | 197,6 |
| 3,9 | 0,350 | 13,33 | 202,8 |
| 4,0 | 0,360 | 13,00 | 208,0 |
| 4,1 | 0,370 | 12,68 | 213,2 |
| 4,2 | 0,380 | 12,38 | 218,4 |
| 4,3 | 0,390 | 12,09 | 223,6 |
| 4,4 | 0,397 | 11,82 | 228,8 |
| 4,5 | 0,405 | 11,55 | 234,0 |
| 4,6 | 0,414 | 11,30 | 239,2 |
| 4,7 | 0,422 | 11,06 | 244,4 |
| 4,8 | 0,430 | 10,83 | 249,6 |
| 4,9 | 0,437 | 10,61 | 254,8 |
| 5,0 | 0,445 | 10,40 | 260,0 |
| 5,5 | 0,479 | 9,45 | 286,0 |
| 6,0 | 0,510 | 8,67 | 312,0 |
| 6,5 | 0,538 | 8,00 | 338,0 |
| 7,0 | 0,563 | 7,43 | 364,0 |
| 7,5 | 0,585 | 6,93 | 390,0 |
| 8,0 | 0,605 | 6,50 | 416,0 |
| 9,0 | 0,640 | 5,78 | 468,0 |
| 10 | 0,670 | 5,20 | 520,0 |
| 11 | 0,695 | 4,73 | 572,0 |
| 12 | 0,716 | 4,33 | 624,0 |
| 13 | 0,735 | 4,00 | 676,0 |
| 14 | 0,751 | 3,71 | 728,0 |
| 15 | 0,766 | 3,47 | 780,0 |
| 20 | 0,819 | 2,60 | 1.040 |
| 30 | 0,875 | 1,73 | 1.560 |

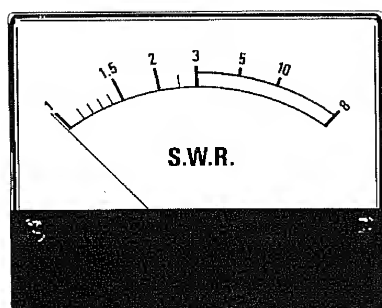



**Fig.4 La scala di uno strumento SWR parte con il numero 1 e termina con il numero 20 o infinito. In pratica si accetta un rapporto di disadattamento non maggiore di 1,5. A volte basta accorciare o allungare di pochi centimetri la lunghezza dell'antenna per far scendere l'SWR sui valori di 1,3 - 1,2.**

**Nota** = Nella prima colonna abbiamo riportato il Rapporto di Onde Stazionarie, nella seconda colonna un numero che, diviso per la potenza erogata dal trasmettitore, vi indicherà le **perdite** di potenza e nella terza e quarta colonna **il valore d'impedenza** dell'antenna installata.

**Importante** : La **formula** che abbiamo utilizzato per ricavare il **fattore di perdita** è la seguente :

**( SWR - 1 ) : ( SWR + 1 ) ^2**

Il segno **^2** indica che il risultato va elevato al **quadrato**.

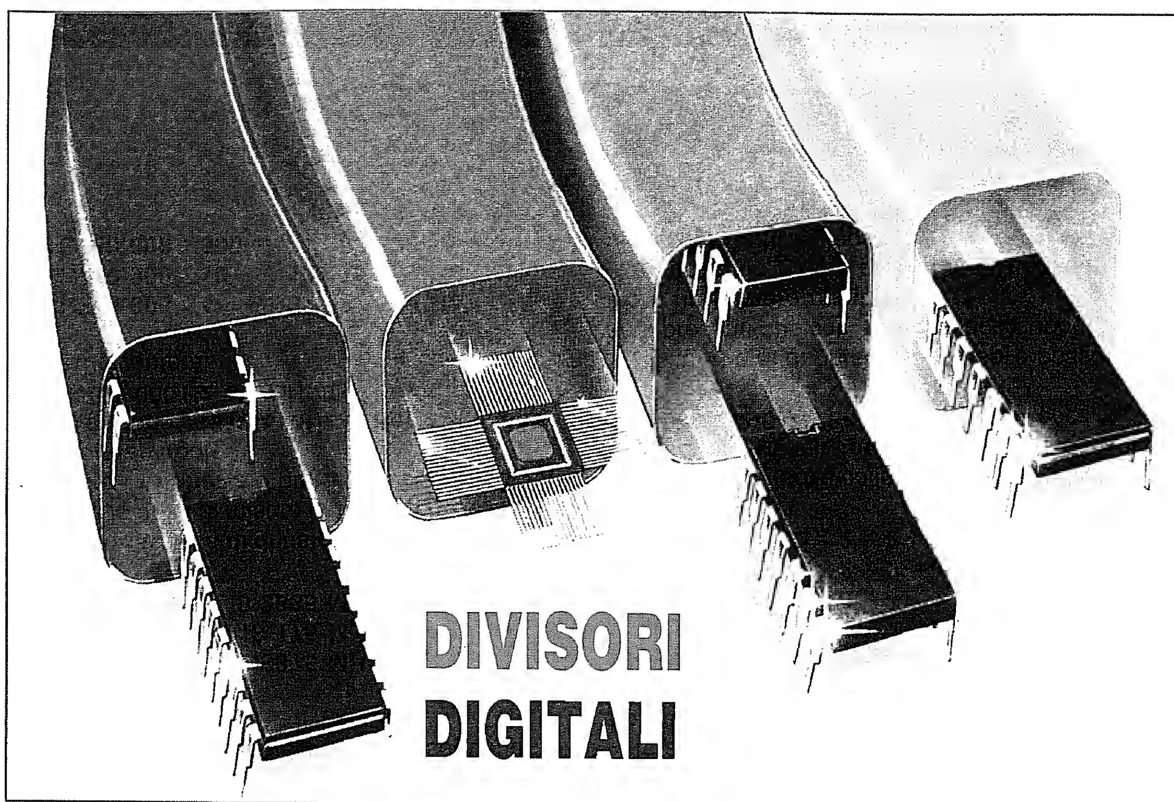
Quindi se il **Misuratore di SWR** indica **1,5** dovrete eseguire questa prima operazione :

**( 1,5 - 1 ) : ( 1,5 + 1 ) = 0,2**

poi elevare questo numero al quadrato :

**0,2 x 0,2 = 0,04**

Moltiplicando questo numero per i **watt** erogati dal trasmettitore saprete quanti watt **perderete** per questo disadattamento d'impedenza.




Il **divisore digitale** è un integrato in grado di **dividere** una qualsiasi frequenza per un numero **intero**, vale a dire **x2 - 4 - 5 - 10 - 25 - 100 - 200 - 500 - 1.024**, ecc., e mai per un numero con **decimali**, cioè **x2,3 - 4,8 - 10,5 - 25,2 - 100,3** ecc.

Quindi, applicando sul suo ingresso una qualsiasi frequenza, in uscita si ottiene sempre una frequenza di valore diverso, ad esempio se si divide una frequenza di **131,75 MHz x4 - x10 - x500**, sull'uscita del divisore si preleveranno le seguenti frequenze:

**131,75 : 4 = 32,9375 MHz**
**131,75 : 10 = 13,175 MHz**
**131,75 : 500 = 0,2635 MHz**

Quando il **fattore di divisione** è elevato, anzichè utilizzare le unità di misura in **Megahertz** è preferibile usare **i Kilohertz** o gli **Hertz** per non confondersi con le virgole.

Convertendo **i 131,75 MHz** in **Hertz** si otterranno **131.750.000 Hz**, quindi i valori precedentemente riportati diventeranno:

**131.750.000 : 4 = 32.937.500 Hz**
**131.750.000 : 10 = 13.175.000 Hz**
**131.750.000 : 500 = 263.500 Hz**

## IL DIVISORE di BASE

Il divisore di frequenza più elementare si può ottenere con un **flip-flop** tipo **D** collegato come visibile in fig.1.

Questo **flip-flop**, che costituisce la base di tutti **i** divisori di frequenza, divide per il numero fisso **2.**

Collegando in serie **due divisori** si ottiene un **divisore x4** e collegandone **tre**, un **divisore x8** (vedi fig.2) e non **x6** come alcuni potrebbero pensare.

Infatti, il fattore di divisione **totale** si ricava moltiplicando il fattore di divisione del **primo** divisore per il **secondo**, poi quello del **secondo** per il **terzo**, ecc.:

**2 divisori = 2 x 2 = 4**
**3 divisori = 2 x 2 x 2 = 8**
**4 divisori = 2 x 2 x 2 x 2 = 16**

Per ogni **divisore** collegato in **serie**, **raddoppia** il fattore di divisione, quindi partendo da **2** si otterrà **4-8-16-32-64-128-256-512-1.024**, ecc.

All'interno di un integrato **divisore** possono essere presenti **due** soli **flip-flop** tipo **D**, oppure **quattro** o un numero maggiore.

Ad esempio, l'integrato **CD.4040** contiene **dodici flip-flop** tutti collegati in cascata (vedi fig.3).

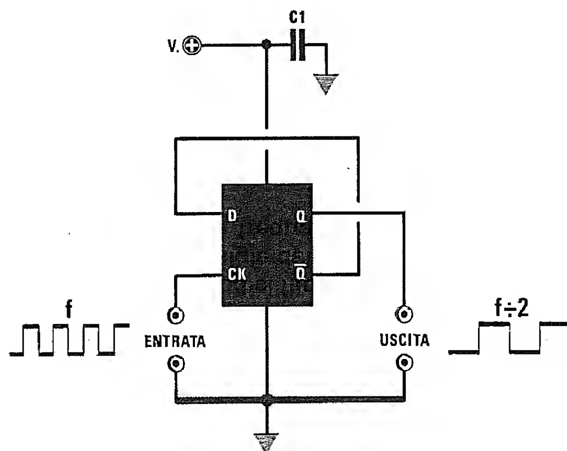



Fig.1 Collegando l'uscita -Q al piedino D di un qualsiasi flip-flop tipo D, potrete prelevare sull'opposta uscita Q la frequenza applicata sull'ingresso CK divisa x2. Il segnale da applicare sull'ingresso CK deve avere un'ampiezza pari alla tensione di alimentazione.

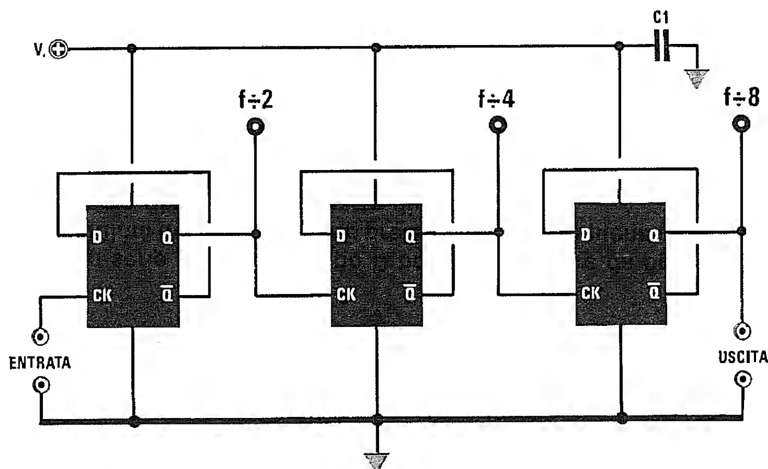
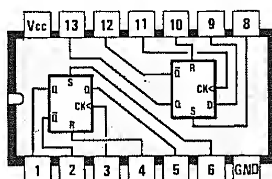
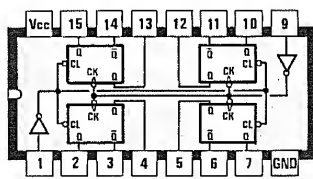



Fig.2 Collegando in serie più flip-flop tipo D potrete prelevare da ogni uscita Q una frequenza divisa x2. Quindi dal primo flip-flop preleverete una frequenza divisa x2, dal secondo divisa x4, dal terzo divisa x8, dal quarto divisa x16, ecc.



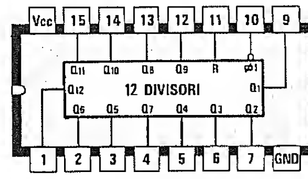




Fig.3 All'interno di un integrato divisore possono essere presenti due flip-flop tipo D (vedi CD.4013) oppure quattro (vedi SN.74175) tutti separati tra loro. Nell'integrato CD.4040 sono presenti ben dodici flip-flop tipo D collegati internamente tra loro. Nelle Tabelle n.1-2-3 sono elencate le sigle dei più comuni divisori con indicato quanti flip-flop contengono ed anche la massima frequenza che possono dividere.

TABELLA N.1 DIVISORI NON PROGRAMMABILI serie C/MOS

| Famiglia C/Mos | | | Alimentazione 5-15 volt — Assorbimento medio 5 mA | |
|---|---|---|---|---|
| sigla | numero Flip-Flop | | Fattori divisione ottenibili | Max frequenza ingresso |
| CD.4013 | *2 | Asin. | 2 - 4 | 16 MHz |
| CD.4020 | 14 | Asin. | 2 - 16 - 32 - 64 -128 - 256 - 512<br>1.024 - 2.048 - 4.096 - 8.192 - 16.384 | 16 MHz |
| CD.4024 | 7 | Asin. | 2 - 4 - 8 - 16 - 32 - 64 - 128 | 16 MHz |
| CD.4040 | 12 | Asin. | 2 - 4 - 8 - 16 - 32 - 64 - 128 - 256 - 512 - 1.024 - 2.048 - 4.096 | 16 MHz |
| CD.4060 | 14 | Asin. | 16 - 32 - 64 - 128 - 256 - 512<br>1.024 - 4.096 - 8.192 - 16.384 | 16 MHz |
| CD.4520 | 8 | Sinc. | 2 - 4 - 8 - 16 - 32 - 64 - 128 - 256 | 6 MHz |
| CD.4536 | 24 | Asin. | da 2 fino a 16.777.216 (vedi schema fig.27) | 6 MHz |

TABELLA N.2 DIVISORI NON PROGRAMMABILI serie HC/MOS

| Famiglia HC/Mos | | | Alimentazione 5 volt — Assorbimento medio 5 mA | |
|---|---|---|---|---|
| integrato | numero Flip-Flop | | Fattori divisione ottenibili | Max frequenza ingresso |
| 74HC74 | * 2 | Asin. | 2 - 4 | 53 MHz |
| 74HC175 | * 4 | Asin. | 2 - 4 - 8 - 16 | 24 MHz |
| 74HC4024 | 7 | Asin. | 2 - 4 - 8 - 16 - 32 - 64 - 128 | 24 MHz |
| 74HC4520 | 8 | Sinc. | 2 - 4 - 8 - 16 - 32 - 64 - 128 - 256 | 28 MHz |
| 74HC4040 | 12 | Asin. | 2 - 4 - 8 - 16 - 32 - 64 - 128 - 256<br>512 - 1.024 - 2.048 - 4.096 | 60 MHz |

TABELLA N.3 DIVISORI NON PROGRAMMABILI serie TTL

| Famiglia TTL | | | Alimentazione 5 volt — Assorbimento medio 35 mA | |
|---|---|---|---|---|
| integrato | numero Flip-Flop | | Fattori divisione ottenibili | Max frequenza ingresso |
| 74LS74 | * 2 | Asin. | 2 - 4 | 33 MHz |
| 74LS175 | * 4 | Asin. | 2 - 4 - 8 - 16 | 40 MHz |
| 74LS93 | 4 | Sinc. | 2 - 4 - 8 - 16 | 50 MHz |
| 74LS293 | 4 | | 2 - 4 - 8 - 16 | 50 MHz |
| 74LS393 | 8 | | 2 - 4 - 8 - 16 - 32 - 64 - 128 - 256 | 33 MHz |



**Nota** = In tutti gli integrati contrassegnati da un ***** i flip-flop interni sono **indipendenti** uno dall'altro, mentre in tutti gli altri **non contrassegnati** sono già collegati **internamente** tra loro.

La scritta **Asin.-Sinc.** indica se i **flip-flop** sono di tipo **Asincrono** oppure **Sincrono.**

In questo stesso manuale, nel capitolo dedicato ai flip-flop viene spiegata la differenza che intercorre tra **Asincrono** e **Sincrono**.

## DIVISORI DECIMALI BINARI e BCD

Come avrete notato, tutti i **divisori** fin qui presentati possono dividere per dei fattori **fissi** pari a **2 - 4 - 8 - 16 - 32**, ecc., quindi qualcuno si chiederà se esistono altri **divisori** in grado di dividere **x2 - 3 - 4 - 5 - 6 - 7 - 8 - 9 - 10**, ecc.

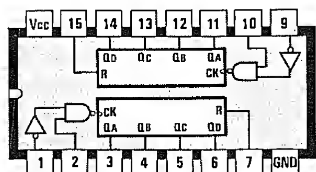
Questi integrati esistono e si dividono in due categorie ben distinte:

**1°** - Divisori programmabili **Binari**
**2°** - Divisori programmabili **BCD**

Nei divisori programmabili di tipo **binario** il fattore di divisione si ottiene collegando a **massa** (livello logico **0**) o al **positivo** (livello logico **1**) i loro piedini di programmazione.

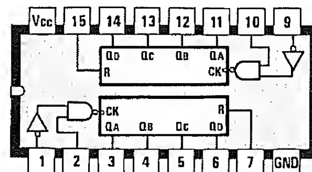
Ciascun piedino ha un proprio fattore di divisione ed il fattore di **divisione totale** è dato dalla **somma** dei fattori di divisione di ciascun piedino.

Questa regola è valida per **tutti** i divisori **binari**.




**4518**

**Fig.4 I divisori programmabili Binari pur avendo le stesse connessioni di un BCD (vedi fig.5) possono dividere da 0 a 9. Collegando in serie i due stadi presenti al loro interno riuscirete a dividere fino a 99.**




**4520**

**Fig.5 I divisori programmabili BCD pur avendo le stesse connessioni di un Binario (vedi fig.4) possono dividere da 0 a 15. Collegando in serie i due stadi presenti al loro interno riuscirete a dividere fino a 255.**

**TABELLA N.4 DIVISORI PROGRAMMABILI BINARI serie C/MOS**

| Famiglia C/Mos | Alimentazione 5-15 volt — Assorbimento medio 5 mA | |
|---|---|---|
| **integrato** | **Fattori divisione ottenibili** | **Max frequenza ingresso** |
| CD.4029 | da 0 a 15 | 8 MHz |
| CD.4516 | da 0 a 15 | 8 MHz |
| CD.4520 | da 0 a 255 | 6 MHz |
| CD.40103 | da 1 a 256 | 4 MHz |
| CD.40193 | da 0 a 15 | 8 MHz |

**TABELLA N.5 DIVISORI PROGRAMMABILI BINARI serie HC/MOS**

| Famiglia HC/Mos | Alimentazione 5 volt — Assorbimento medio 5 mA | |
|---|---|---|
| **integrato** | **Fattori divisione ottenibili** | **Max frequenza ingresso** |
| 74HC191 | da 0 a 15 | 46 MHz |
| 74HC193 | da 0 a 15 | 32 MHz |
| 74HC4520 | da 0 a 255 | 53 MHz |
| 74HC40103 | da 1 a 256 | 34 MHz |

**TABELLA N.6 DIVISORI PROGRAMMABILI BINARI serie TTL**

| Famiglia TTL | Alimentazione 5 volt — Assorbimento medio 35 mA | |
|---|---|---|
| **integrato** | **Fattori divisione ottenibili** | **Max frequenza ingresso** |
| 74LS93 | da 0 a 15 | 50 MHz |
| 74LS393 | da 0 a 255 | 50 MHz |
| 74LS191 | da 0 a 15 | 35 MHz |
| 74LS193 | da 0 a 15 | 40 MHz |

**In queste Tabelle sono riportate le sigle dei più comuni divisori Programmabili di tipo BINARIO con indicato il massimo fattore di divisione ottenibile e la massima frequenza applicabile sul loro ingresso. La serie C/Mos non accetta frequenze maggiori di 6-8 MHz.**

Nei divisori tipo **BCD**, la cui sigla significa **B**inario **C**odificato **D**ecimale, la programmazione si ottiene collegando a **massa** o al **positivo** i loro **quattro** piedini di programmazione tramite un **commutatore binario** (vedi fig.6).

Utilizzando un solo divisore è possibile ottenere un fattore di divisione da **0** a **9**, collegando **in** cascata due **divisori decimali** è possibile ottenere un fattore di divisione da **0** fino a **99** e collegandone in cascata tre, un fattore di divisione da **0** a **999**.

Nelle **Tabelle n. 7-8-9** sono riportate le sigle dei più comuni divisori **BCD**.

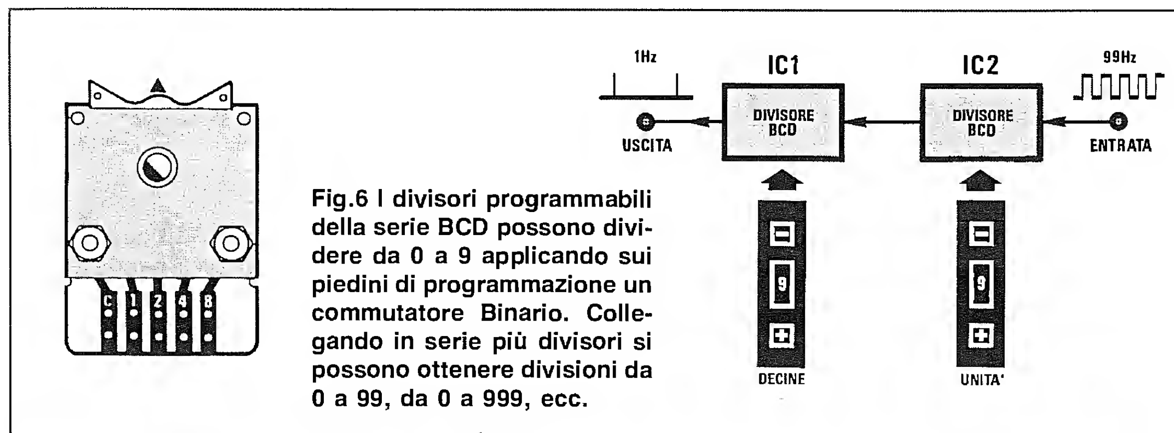



**Fig.6 I divisori programmabili della serie BCD possono dividere da 0 a 9 applicando sui piedini di programmazione un commutatore Binario. Collegando in serie più divisori si possono ottenere divisioni da 0 a 99, da 0 a 999, ecc.**

**TABELLA N.7 DIVISORI PROGRAMMABILI BCD serie C/MOS**

| Famiglia C/Mos | Alimentazione 5-15 volt — Assorbimento medio 5 mA | |
|---|---|---|
| **integrato** | **Fattori divisione ottenibili** | **Max frequenza ingresso** |
| CD.4017 | da 0 a 9 | 8 MHz |
| CD.4510 | da 0 a 9 | 8 MHz |
| CD.4518 | da 0 a 99 | 6 MHz |
| CD.40102 | da 0 a 99 | 3,6 MHz |
| CD.40192 | da 0 a 9 | 8 MHz |

**TABELLA N.8 DIVISORI PROGRAMMABILI BCD serie HC/MOS**

| Famiglia HC/Mos | Alimentazione 5 volt — Assorbimento medio 5 mA | |
|---|---|---|
| **integrato** | **Fattori divisione ottenibili** | **Max frequenza ingresso** |
| 74HC190 | da 0 a 9 | 46 MHz |
| 74HC192 | da 0 a 9 | 32 MHz |
| 74HC4017 | da 0 a 9 | 45 MHz |
| 74HC4518 | da 0 a 9 | 53 MHz |
| 74HC40102 | da 0 a 99 | 34 MHz |

**TABELLA N.9 DIVISORI PROGRAMMABILI BCD serie TTL**

| Famiglia TTL | Alimentazione 5 volt — Assorbimento medio 35 mA | |
|---|---|---|
| **integrato** | **Fattori divisione ottenibili** | **max frequenza ingresso** |
| 74LS90 | da 0 a 9 | 50 MHz |
| 74LS390 | da 0 a 99 | 50 MHz |
| 74LS190 | da 0 a 9 | 35 MHz |
| 74LS192 | da 0 a 9 | 40 MHz |

**In queste Tabelle sono riportate le sigle dei più comuni divisori tipo BCD con indicato il massimo fattore di divisione ottenibile e la massima frequenza che possono dividere.**

## DIVISORE x2 e x4 con CD.4013

In fig.7 potete osservare lo schema di un semplice divisore binario **x2** e **x4** che utilizza un integrato **C/Mos** tipo **CD.4013** contenente **2 flip-flop** tipo **D** asincroni ed indipendenti.

La frequenza da applicare sul piedino d'ingresso **3** deve risultare ad **onda quadra** con un'ampiezza possibilmente pari al valore della tensione di alimentazione.

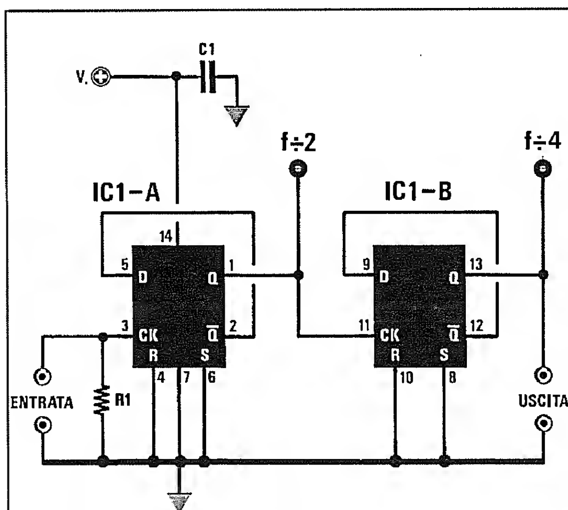
Le onde quadre prelevate sui piedini **1-11** e **13** avranno un **duty-cycle** del **50%** con un'ampiezza pari a quella della tensione di alimentazione dell'integrato.

La massima frequenza che è possibile applicare sull'ingresso del **CD.4013** non dovrà mai superare i **16 MHz** se l'integrato viene alimentato a **12 volt** e gli **8 MHz** se l'integrato viene alimentato a **5 volt**.

Applicando sull'ingresso di questo integrato una frequenza ad esempio di **5 MHz**, dai piedini **1 - 11** si potrà prelevare una frequenza di **2,5 MHz** e dal piedino **13** una frequenza di **1,25 MHz**.

## DIVISORE x2 e x4 con 74HC74 o 74LS74

Volendo dividere frequenze superiori a **8-16 MHz** sarà possibile utilizzare gli integrati **SN.74HC74** (max. frequenza applicabile sull'ingresso **53 MHz**) o l'**SN.74LS74** (max. frequenza applicabile sull'ingresso **33 MHz**).




**R1 = 10.000 ohm 1/4 watt**
**C1 = 100.000 pF poliestere**
**IC1 = CD.4013 - 74LS74 - 74HC74**

**Fig.7 Schema di un divisore x2-x4 che potrete realizzare con degli integrati tipo CD.4013 - SN.74LS74 - SN.74HC74.**

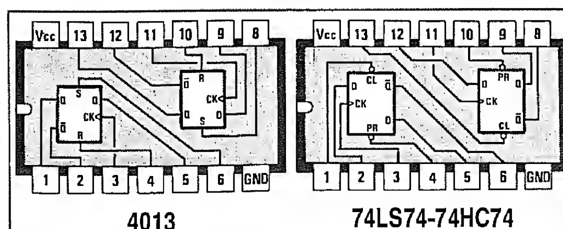


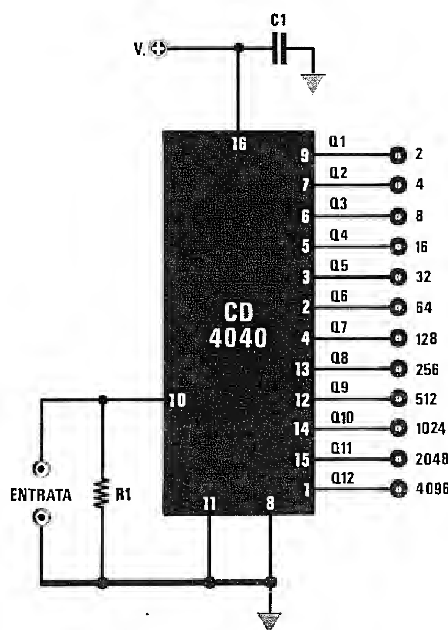

**Fig.8 Connessioni degli integrati CD.4013 - 74LS74 - 74HC74 viste da sopra. Il 4013 è diverso come piedinatura dagli altri due, però svolge identiche funzioni.**

## DIVISORE BINARIO con CD.4040 o 74HC4040

In fig.9 è riportato lo schema di un **divisore binario** da realizzare con un **CD.4040.**

Come riportato nella **Tabella n.1** questo integrato riesce a dividere qualsiasi frequenza purchè non si superino i **16 MHz** se alimentato a **12 volt** e gli **8 MHz** se alimentato a **5 volt.**

Per frequenze maggiori conviene usare l'integrato **74HC4040** in grado di dividere frequenze fino a **60 MHz** (vedi **Tabella n.2**).



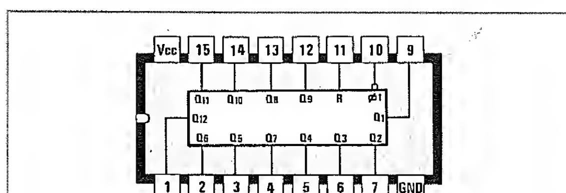

**R1 = 10.000 ohm 1/4 watt**
**C1 = 100.000 pF poliestere**
**IC1 = CD.4040 o 74HC4040**

**Fig.9 Schema elettrico di un divisore che utilizza un CD.4040. Dai piedini d'uscita potrete prelevare il segnale diviso da 2 a 4.096.**

Sui terminali **uscita** del CD.4040 è possibile prelevare la frequenza applicata sull'ingresso divisa per il numero riportato nella Tabella n.10.

**TABELLA N.10**

| numero piedino | fattore di divisione |
|---|---|
| 9 | 2 |
| 7 | 4 |
| 6 | 8 |
| 5 | 16 |
| 3 | 32 |
| 2 | 64 |
| 4 | 128 |
| 13 | 256 |
| 12 | 512 |
| 14 | 1.024 |
| 15 | 2.048 |
| 1 | 4.096 |




**4040–74HC4040**

**Fig.10 Connessioni dell'integrato CD.4040 e dell'equivalente 74HC4040 viste da sopra.**

Ad esempio, applicando sul piedino d'ingresso **10** una frequenza di **4 MHz** pari a **4.000.000 Hz**, sul **piedino 3** che divide **x32** verrà prelevata una frequenza di:

**4.000.000 : 32 = 125.000 Hz**

Se, invece, il segnale viene prelevato dal **piedino 12** che divide **x512**, la frequenza risulterà di:

**4.000.000 : 512 = 7.812,5 Hz**

Mentre sul **piedino 1**, che divide **x4.096**, si preleverà una frequenza di:

**4.000.000 : 4.096 = 976,56 Hz**

Se questi **divisori** vengono utilizzati per realizzare dei **timer** o dei **temporizzatori**, è necessario utilizzare un circuito supplementare (vedi fig.11) composto da un transistor **NPN** e da un relè.

La resistenza **R1** presente sulla Base del transistor andrà collegata ad uno dei piedini d'uscita del **divisore**.

Per conoscere dopo quanti **secondi** risulterà presente sul piedino prescelto un **livello logico 1** per eccitare il relè, sarà possibile utilizzare la seguente formula:

**Tempo sec. = 1 : (Hertz : fattore divisione)**

Ammesso di applicare sul piedino d'ingresso **10** una frequenza di **100 Hz** e di collegare il transistor al piedino d'uscita **14** (divide **x1.024**), oppure al piedino **15** (divide **x2.048**) o al piedino **1** (divide **x4.096**), il relè si ecciterà dopo:

**1 : (100 : 1.024) = 10,24 secondi**
**1 : (100 : 2.048) = 20,48 secondi**
**1 : (100 : 4.096) = 40,96 secondi**

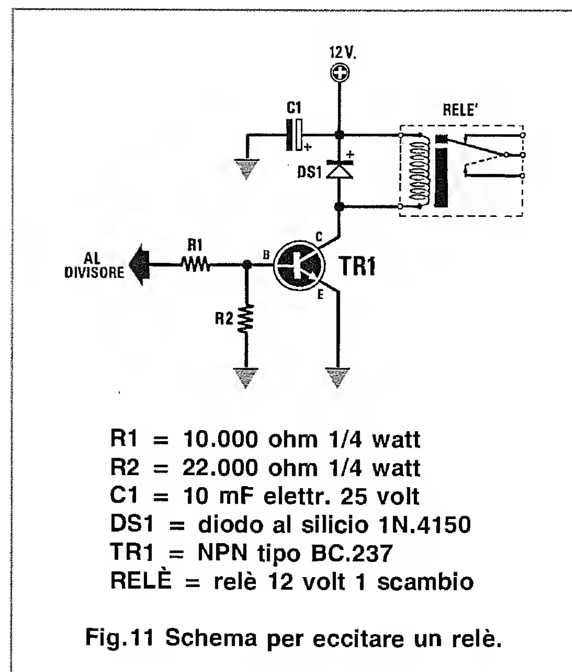
**Nota** = Il **livello logico 1** rimarrà su tale piedino per **metà** del tempo indicato, quindi sul piedino **14** rimarrà per **5,12 secondi**, sul piedino **15** per **10,24 secondi** e sul piedino **1** per **20,48 secondi.**

Nel caso si volesse conoscere quale **frequenza** sia necessario applicare sul piedino d'ingresso **10** per ottenere in uscita un preciso tempo in **secondi**, si potrà utilizzare la formula seguente:

**Hz = Fattore divisione : secondi**

Ammesso di voler ottenere un **livello logico 1** ogni **60 secondi** sul piedino **1** che divide **x4.096**, si dovrà applicare sul piedino d'ingresso **10** una frequenza di:

**4.096 : 60 = 68,26 Hertz**




**R1 = 10.000 ohm 1/4 watt**
**R2 = 22.000 ohm 1/4 watt**
**C1 = 10 mF elettr. 25 volt**
**DS1 = diodo al silicio 1N.4150**
**TR1 = NPN tipo BC.237**
**RELÈ = relè 12 volt 1 scambio**

**Fig.11 Schema per eccitare un relè.**

In fig.12 potete osservare lo schema di un divisore **programmabile** da **1** a **4.095** che utilizza l'integrato **CD.4040** o il **74HC4040**.

Come potete notare, su ogni piedino di questo divisore è presente un deviatore (vedi da **S1** a **S12**) collegato ad un **diodo al silicio**.

Chiudendo uno di questi interruttori si ottiene un fattore di divisione **dimezzato** rispetto a quello riportato in fig.9 (vedi **Tabelle n.10-11**).

**TABELLA N.11**

| | | |
|---|---|---|
| **S1 chiuso** | = | **divide x 1** |
| **S2 chiuso** | = | **divide x 2** |
| **S3 chiuso** | = | **divide x 4** |
| **S4 chiuso** | = | **divide x 8** |
| **S5 chiuso** | = | **divide x 16** |
| **S6 chiuso** | = | **divide x 32** |
| **S7 chiuso** | = | **divide x 64** |
| **S8 chiuso** | = | **divide x 128** |
| **S9 chiuso** | = | **divide x 256** |
| **S10 chiuso** | = | **divide x 512** |
| **S11 chiuso** | = | **divide x 1.024** |
| **S12 chiuso** | = | **divide x 2.048** |

Per capire come funziona questo divisore vi proponiamo qui qualche semplice esempio.

**Esempio** = Supponiamo di applicare sull'ingresso una **frequenza** di **200 Hz** e di **chiudere** verso **DS10** il **piedino 14** che divide **x512**.

Fino a quando non sarà trascorso un **tempo** di:

**1 : (200 : 512) = 2,56 secondi**

sul **piedino14** risulterà presente un **livello logico 0** e questa stessa condizione logica si troverà anche sul **piedino 11** di **reset** ad esso collegato.

Infatti, la tensione **positiva** che la resistenza **R2** dovrebbe fornire al piedino di **reset** risulterà cortocircuitata a **massa** dal diodo **DS10** tramite il **piedino14**.

Passati **2,56 secondi** il **piedino 14** si porterà a **livello logico 1** (massima tensione **positiva**), quindi poichè il diodo **DS10** non cortocircuiterà più a **massa** la tensione **positiva** fornita dalla resistenza **R2**, questo **livello logico 1** potrà raggiungere il **piedino 11** di **reset**.

Applicando un **livello logico 1** sul piedino di **re-**

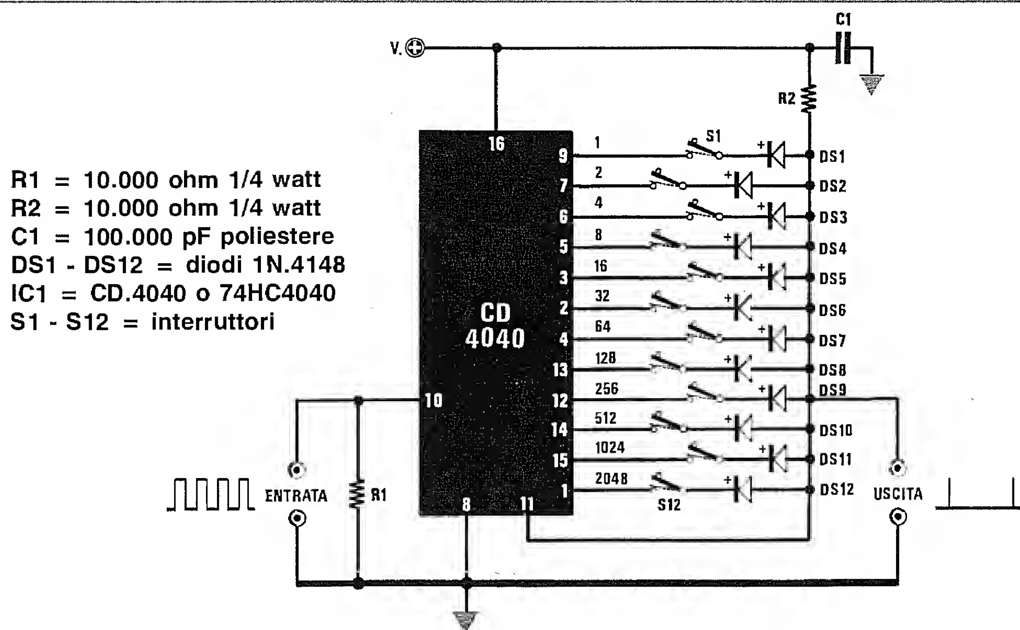



**Fig.12 Con questo schema che utilizza l'integrato CD.4040 o l'equivalente 74HC4040 potrete dividere qualsiasi frequenza da 1 fino a 2.048. Chiudendo uno o più interruttori, potrete programmare l'integrato per tutti i fattori di divisione richiesti. Ad esempio, se si chiudessero DS1-DS2-DS3-DS12 si otterrebbe un divisore in grado di dividere x1 + 2 + 4 + 2.048 = 2.055 volte. Gli impulsi prelevati in uscita saranno positivi molto stretti.**

**set**, il contatore si azzererà e sul **piedino14** sarà nuovamente presente un **livello logico 0**.

Passati altri **2,56 secondi**, sul **piedino 14** si presenterà ancora una volta un **livello logico 1** che azzererà il **piedino 11**.

Aprendo l'interruttore **S10** e chiudendo verso **DS7** il **piedino** 4 che divide **x64**, si otterrà un **livello logico 1** dopo ogni:

**1 : (200 : 64) = 0,32 secondi**

Chiudendo entrambi gli interruttori **S10** ed **S7** si otterrà un tempo pari alla somma dei loro fattori di divisione, cioè **2,56 + 0,32 = 2,88 secondi.**

Infatti, dopo **2,56 secondi** il **piedino 14** si porterà a **livello logico 1**, ma poichè risulta **chiuso** anche l'interruttore **S7**, la tensione **positiva** fornita dalla resistenza **R2** rimarrà ancora **cortocircuitata** a **massa** tramite il diodo **DS7** posto sul **piedino 4**.

Dopo altri **0,32 secondi** anche il **piedino 4** si porterà a **livello logico 1** e solo dopo questo tempo (**2,56 + 0,32 = 2,88 secondi**) la tensione **positiva** fornita da **R2** potrà raggiungere il **piedino 11** di **reset**.

Il **fattore di divisione** del circuito di fig.12 potrà essere facilmente programmato per dividere da un **minimo** di **1** fino ad un **massimo** di **4.095** chiudendo uno o più interruttori.

**Esempio** = Collegando verso i diodi i **piedini 13 - 4 - 6 - 7** si otterrà un fattore di divisione pari a:

**128 + 64 + 4 + 2 = 198 volte**

Collegando verso i diodi i **piedini 9 - 7 - 6 - 5 - 3** si otterrà un fattore di divisione pari a:

**1 + 2 + 4 + 8 + 16 = 31 volte**

Con questi due valori di divisione, cioè **198** e **31 volte**, applicando sul **piedino 10** una frequenza di **1,2 MHz** (pari a **1.200.000 Hz**) sull'uscita si otterranno queste due frequenze:

**1.200.000 : 198 = 6.060,60 Hz**
**1.200.000 : 31 = 38.709,67 Hz**

Per ricavare da questa frequenza da **1.200.000 Hz** una frequenza esattamente di **5.000 Hz,** si dovrà svolgere la seguente divisione:

**1.200.000 : 5.000 = 240**

Per conoscere quali **piedini** si dovranno collegare verso i **diodi** per ottenere questo esatto **fattore di divisione**, consigliamo di utilizzare la **Tabella n.12.**

Nella **prima** casella in alto partendo da sinistra

**TABELLA N.12**

| | | | | | | | | | | | |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| | | | | | | | | | | | |
| 2.048 DS.12 | 1.024 DS.11 | 512 DS.10 | 256 DS.9 | 128 DS.8 | 64 DS.7 | 32 DS.6 | 16 DS.5 | 8 DS.4 | 4 DS.3 | 2 DS.2 | 1 DS.1 |
| | | | | | | | | | | | |

**Questa Tabella vi sarà molto utile per conoscere quali diodi dovrete chiudere per ottenere il fattore di divisione richiesto. Nella Tabella sottostante è riportato un esempio.**



**TABELLA N.13**

| | | | | | | | | | | | |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| 240 | 240 | 240 | 240 | 240 | 112 | 48 | 16 | 0 | 0 | 0 | 0 |
| 2.048 | 1.024 | 512 | 256 | 128 | 64 | 32 | 16 | 8 | 4 | 2 | 1 |
| no | no | no | no | 112 | 48 | 16 | 0 | no | no | no | no |

**Ammesso che desideriate dividere una frequenza x240 volte, dovrete riportare questo numero nella prima casella in alto a sinistra. Effettuerete quindi una sottrazione tra questo ed il numero riportato nella casella centrale. Se ciò non fosse possibile, nella casella sottostante scriverete NO, se invece è possibile scriverete la differenza ottenuta. In tutte le caselle in cui appare un numero dovrete collegare il Diodo al piedino interessato.**

si dovrà inserire il **fattore di divisione**, quindi si dovrà verificare se sia possibile svolgere una **sottrazione** tra questo ed il numero del **peso** riportato nella casella sottostante (vedi **Tabella n. 13**).

Se la **sottrazione** non è possibile, nella casella **sottostante** si dovrà scrivere **no**, poi si dovrà spostare il numero nella casella in alto della colonna successiva e ripetere l'operazione.

Se è possibile **sottrarre** il **numero**, nella terza casella in basso si dovrà scrivere il **numero** ottenuto, poi questo stesso numero andrà riportato nella casella in alto della colonna successiva e si dovrà procedere così fino ad arrivare all'ultima casella di destra.

In corrispondenza delle caselle in cui appare un **no** l'interruttore dovrà restare **aperto**, mentre in corrispondenza delle caselle in cui è presente un qualsiasi **numero**, compreso lo **0**, l'interruttore andrà **chiuso** verso il **diodo**.

Nel caso dell'esempio riportato si dovranno chiudere verso i **diodi** gli interruttori:

**S8 - S7 - S6 - S5**

Sommando il **fattore di divisione** dei **piedini** collegati verso i **diodi**, si otterrà il fattore di divisione **totale**:

**128 + 64 + 32 + 16 = 240**

Questo **divisore** presenta un solo inconveniente, cioè quello di fornire in uscita degli impulsi a **livello logico 1** molto stretti, pertanto se questi non vengono allargati per mezzo di un circuito **espansore** del tipo riprodotto in fig.28, in alcuni casi non sarà possibile pilotare altri eventuali circuiti ad esso collegati.

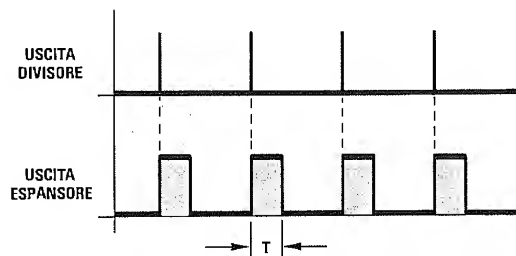



**Fig.13 Per allargare gli impulsi molto stretti che fuoriescono dall'integrato CD.4040, potrete utilizzare lo schema riportato in fig.28.**

## DIVISORE con CD.4060 completo di stadio OSCILLATORE

In fig.14 è riportato lo schema di un divisore che utilizza un **C/Mos** tipo **CD.4060**.

Questo integrato **è sprovvisto** dei piedini richiesti per ottenere dei fattori di divisione di **2 - 4 - 8 - 2.048,** ma in compenso dispone di tre piedini supplementari **11 - 10 - 9** che fanno capo ad un **oscillatore interno** collegato internamente ai divisori.

Applicando su questi piedini due resistenze ed un condensatore (vedi **R1-R2-C1**), si otterrà un circuito oscillatore in grado di lavorare fino ad una frequenza **massima** di **4 MHz**.

Le formule da utilizzare per ricavare il valore della **frequenza** in **Hertz** conoscendo il valore di **R2** e **C1** sono le seguenti:

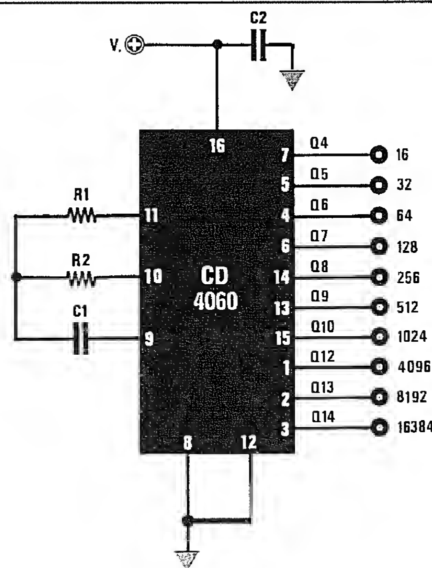
**Hertz = 450.000 : (R2 Kohm x C1 nanoF)**

**C1 nanoF = 450.000 : (Hertz x R2 Kohm)**

**R2 Kohm = 450.000 : (Hertz x C1 nanoF)**

**R1 = valore di R2 moltiplicato x10**

**Nota** = Il valore della resistenza **R2** non dovrà mai essere **inferiore** a **1.000 ohm** e quello del condensatore **C1** non dovrà mai essere **inferiore** a **100 picoFarad**, diversamente il circuito non oscillerà.




R1-R2-C1 = vedi testo
C2 = 100.000 pF poliestere
IC1 = CD.4060

**Fig.14 I piedini 11-10-9 dell'integrato CD.4060 possono essere utilizzati per generare la frequenza da dividere (leggere testo).**

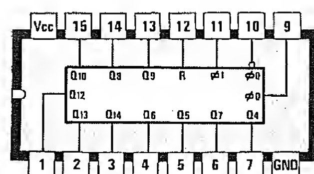
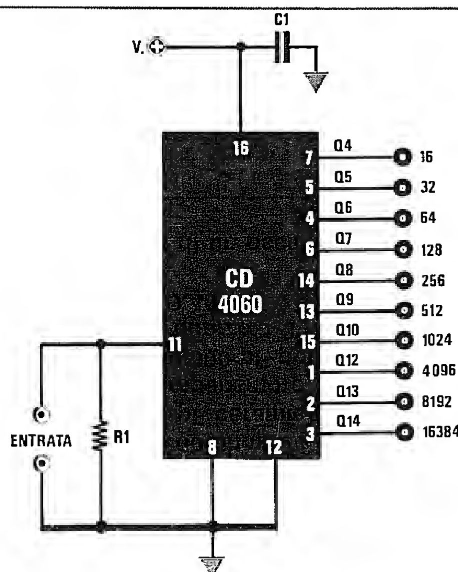



**Fig.15 Connessioni viste da sopra dell'integrato CD.4060. L'oscillatore interno risulta già collegato alla catena dei divisori.**




**R1 = 10.000 ohm 1/4 watt**
**C1 = 100.000 pF poliestere**
**IC1 = CD.4060**

**Fig.16 Non volendo usare l'oscillatore interno, dovrete applicare la frequenza esterna da dividere sul piedino 11.**

Poichè questo integrato viene normalmente utilizzato per realizzare dei **timer** o dei **temporizzatori**, per conoscere per quanto **tempo**, espresso in secondi, su uno dei tanti piedini d'uscita sia presente un **livello logico 1**, si potrà utilizzare questa formula:

**Tempo sec. = 1 : (Hertz : fattore divisione)**

Per ottenere una qualsiasi frequenza è consigliabile scegliere per **C1** un valore di capacità **standard** e poi calcolare il valore di **R2**.

Volendo ottenere delle **frequenze esatte**, potrete collegare in serie a **R2** un **trimmer**.

Se **non si desidera** utilizzare l'**oscillatore interno**, si dovranno escludere **R1 - R2 - C1** ed entrare con la frequenza da **dividere** direttamente nel **piedino 11** (vedi fig.16).

La frequenza dovrà risultare ad **onda quadra** e non superare i **16 MHz**.

Anzichè utilizzare un oscillatore a **R/C**, si potrà applicare sui piedini **10-11** un **quarzo** in **fondamentale** (vedi fig.17), purchè la sua frequenza non superi i **4 MHz**.

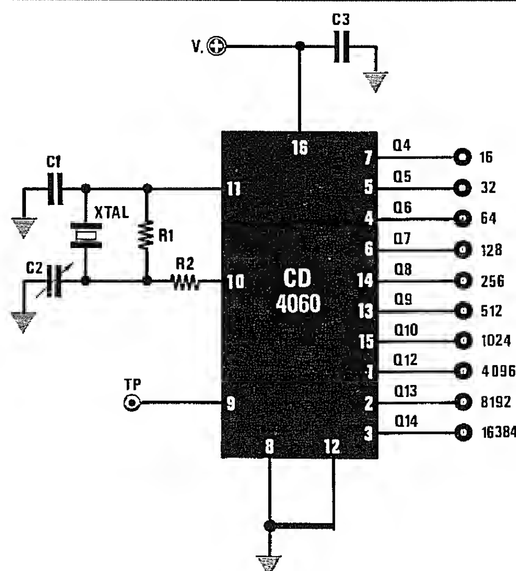
Il compensatore **C2** serve per correggere di poche centinaia di **Hertz** la frequenza del quarzo.

Poichè l'oscillatore risulta già collegato ai divisori **interni**, sui piedini di uscita potrete prelevare la frequenza del quarzo **divisa** per il numero riportato a destra nella fig.17.

**Esempio** = Supponiamo si desideri conoscere quali valori usare per **R1-R2-C1** per far oscillare il circuito sulla frequenza di **500 Hz.**

Ammettendo di aver scelto per **C1** un condensatore da **82 nanoFarad**, pari a **82.000 picoFarad**, si dovrà utilizzare per **R2** una resistenza da:

**450.000 : (500 x 82) = 10,975 Kiloohm**




**R1 = 2,2 mega ohm 1/4 watt**
**R2 = 2.200 ohm 1/4 watt**
**C1 = 47 pF ceramico**
**C2 = compensatore 10 - 80 pF**
**C3 = 100.000 pF poliestere**
**XTAL = quarzo 1-3 MHz**
**IC1 = CD.4060**

**Fig.17 Schema di un oscillatore quarzato.**

Poichè questo valore non è standard, per ottenere una esatta frequenza di **500 Hz** si potrà utilizzare una resistenza da **10.000 ohm** con in serie un trimmer da **2.200 ohm.**

Poichè il valore di **R1** deve risultare all'incirca **10 volte maggiore** di quello di **R2**, si potrà tranquillamente usare una resistenza da **100.000 ohm**.

**Esempio** = Sapendo che la frequenza generata dall'oscillatore è di **500 Hz**, si desidera conoscere dopo quanti **secondi** sarà presente un **livello logico 1** sul **piedino 3** che divide **x16.384 volte**.

Per conoscere questo **tempo** si utilizzerà la seguente formula:

**Tempo sec. = 1 : (Hertz : fattore divisione)**

quindi inserendo i dati in nostro possesso si otterranno:

**1 : (500 : 16.384) = 32,76 secondi**

Usando una frequenza **minore** si potranno **aumentare** i tempi.

## DIVISORE programmabile con CD.4060

Aggiungendo nello schema di fig.14 **10 diodi** ed altrettanti **interruttori** (vedi fig.18) e collegando la loro uscita al **piedino 12** di **reset**, sarà possibile programmarlo per ottenere dei **fattori di divisione** pari alla **somma** dei piedini che verranno collegati verso i **diodi al silicio.**

Come noterete, il **fattore di divisione** dei piedini di fig.18 risulta **dimezzato** rispetto a quello dei piedini delle figg.14-16-17.

Chiudendo, ad esempio, l'interruttore **S1**, si ottiene un fattore di divisione **8**, chiudendo l'interruttore **S7** si ottiene un fattore di divisione **512**, chiudendo gli interruttori **S1 + S7** si ottiene un fattore di divisione di:

**8 + 512 = 520**

Chiudendo gli interruttori **S8 + S9 + S10** si ottiene un fattore di divisione di:

**2.048 + 4.096 + 8.192 = 14.336**

In questo circuito la frequenza **divisa** esce sotto forma di sottili impulsi positivi, pertanto è consigliabile **allargarli** utilizzando lo schema di fig.28.

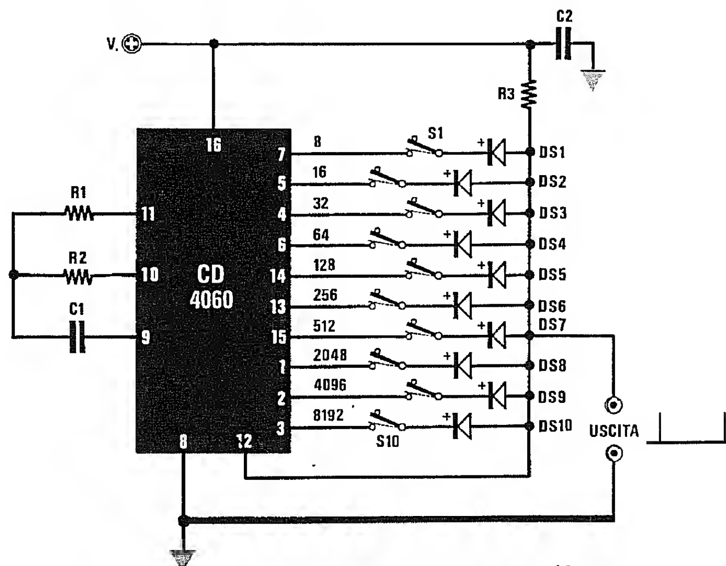



**Fig.18 Collegando ai piedini d'uscita degli interruttori e dei diodi, potrete realizzare un divisore programmabile da 8 fino a 15.352 volte. Il fattore di divisione totale si ottiene sommando il fattore di divisione dei piedini che collegherete ai diodi tramite gli interruttori.**

**R2 Kohm = 450.000 : (Hertz x C1 nanoF)**

**R1 = valore di R2 moltiplicato x10**

**C1 nanoF = 450.000 : (Hertz x R2 Kohm)**

**Hertz = 450.000 : (R2 Kohm x C1 nanoF)**

**R3 = 10.000 ohm 1/4 watt**
**C1 = vedi testo**
**C2 = 100.000 pF poliestere**
**DS1 - DS10 = diodi 1N.4148**
**IC1 = CD.4060**
**S1 - S10 = interruttori**

In fig.20 vi presentiamo lo schema di un **divisore programmabile** siglato **TC.9198/F** costruito dalla Casa **Toshiba**.

Collegando al **positivo** di alimentazione i piedini riportati nella **Tabella n.14**, si potrà ottenere qualsiasi **fattore di divisione** partendo da un **minimo** di **2** per arrivare ad un **massimo** di **65.535** volte.

Questo integrato va alimentato con una tensione stabilizzata di **5 volt.**

La massima frequenza che è possibile applicare sul suo ingresso non deve mai risultare maggiore di **20 MHz**.

Per conoscere quali piedini sia necessario collegare al **positivo** e quali lasciar **scollegati** per ottenere **il fattore di divisione** richiesto, si potrà usare la **Tabella n.14.**

Nella **prima** casella in alto partendo da sinistra, si dovrà inserire il **fattore di divisione**, verificando poi se sia possibile eseguire una **sottrazione** tra questo ed il numero riportato nella casella sottostante (vedi esempio **Tabella n.15**).

Se non fosse possibile, si dovrà scrivere **no** nella terza casella in basso e spostare il numero verso **destra** per ripetere l'operazione.

Nel caso sia possibile **sottrarre** questo numero, si dovrà scrivere nella casella sottostante il **numero** ottenuto, poi questo stesso numero andrà riportato nella casella in alto della colonna successiva e si procederà così fino ad arrivare all'ultima casella.

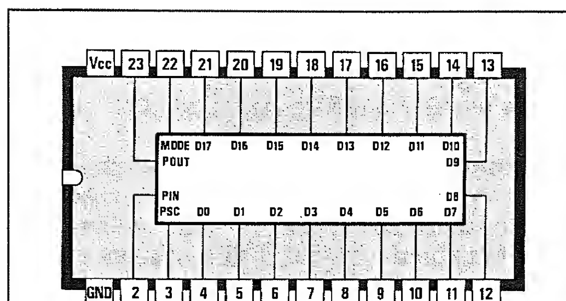



**Fig.19 Connessioni viste da sopra dell'integrato TC.9198/F della Toshiba. Questo integrato è in grado di dividere 65.535 volte.**

Nella tabella abbiamo riportato un esempio scegliendo un **fattore di divisione** di **14.784 volte.**

I piedini ai quali corrisponde il **no** andranno tenuti **scollegati** dal **positivo**, i piedini ai quali corrisponde un qualsiasi **numero**, compreso lo **0**, andranno **collegati** al **positivo** di alimentazione.

**TABELLA N.14**

| | | | | | | | | | | | | | | | | |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| | | | | | | | | | | | | | | | | |
| fatt.div. | 32.768 | 16.384 | 8.192 | 4.096 | 2.048 | 1.024 | 512 | 256 | 128 | 64 | 32 | 16 | 8 | 4 | 2 | 1 |
| pied. | 19 | 18 | 17 | 16 | 15 | 14 | 13 | 12 | 11 | 10 | 9 | 8 | 7 | 6 | 5 | 4 |
| | | | | | | | | | | | | | | | | |

**Questa Tabella vi sarà molto utile per conoscere quali piedini dovrete collegare al positivo di alimentazione per ottenere il fattore di divisione desiderato. Vedi Tabella n.15.**

**TABELLA N.15**

| | | | | | | | | | | | | | | | | |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| | 14.784 | 14.784 | 14.784 | 6.592 | 2.496 | 448 | 448 | 448 | 192 | 64 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 |
| fatt. div. | 32.768 | 16.384 | 8.192 | 4.096 | 2.048 | 1.024 | 512 | 256 | 128 | 64 | 32 | 16 | 8 | 4 | 2 | 1 |
| | no | no | 6.592 | 2.496 | 448 | no | no | 192 | 64 | 0 | no | no | no | no | no | no |

**In questa Tabella riportiamo un esempio di come dovrete procedere per ottenere un fattore di divisione di 14.784 volte. In corrispondenza delle caselle in cui appare un NO il piedino va lasciato scollegato, dove appare un qualsiasi numero, compreso lo 0, andrà collegato al positivo dei 5 volt.**

Quindi per ottenere il fattore di divisione **14.784** sarà necessario collegare al **positivo** di alimentazione i piedini:

**17 - 16 - 15 - 12 - 11 - 10**

Sommando il **peso** di questi piedini si otterrà il fattore di divisione:

**8.192 + 4.096 + 2.048 + 256 + 128 + 64 = 14.784**

Anche questo **divisore programmabile** fornisce sul piedino d'uscita **23** degli impulsi a **livello logico 1** molto sottili, quindi è consigliabile **allargarli** con il circuito di fig.28.

La frequenza da applicare sul piedino d'ingresso **2** deve risultare ad **onda quadra** ed avere un'ampiezza non inferiore a **5 volt**.

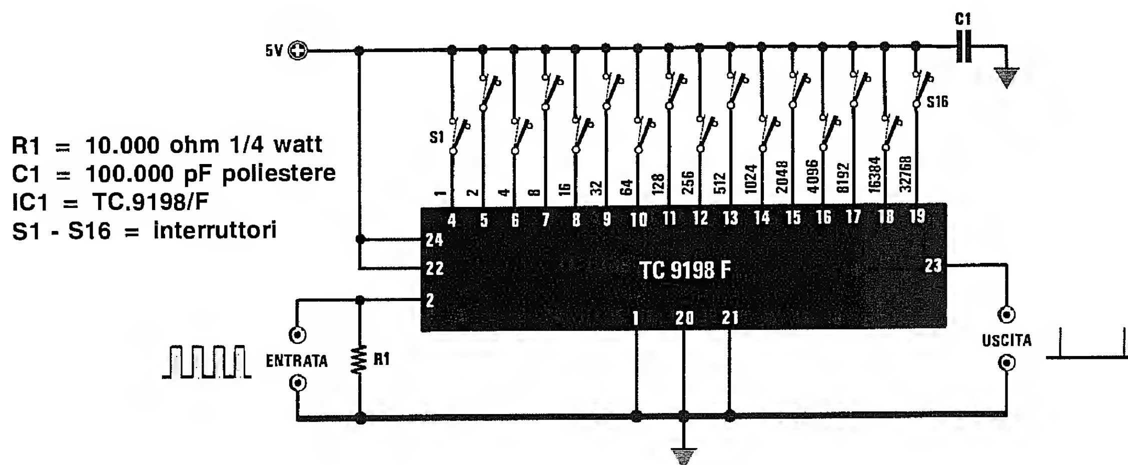



**Fig.20 Schema elettrico di un divisore programmabile che utilizza l'integrato TC.9198/F. Sull'ingresso di questo integrato non potrete applicare delle frequenze superiori a 20 MHz, e poichè la frequenza divisa che preleverete dal piedino 23 sono impulsi positivi molto stretti, potrete allargarli con lo schema riportato in fig.28 che utilizza due porte NOR.**

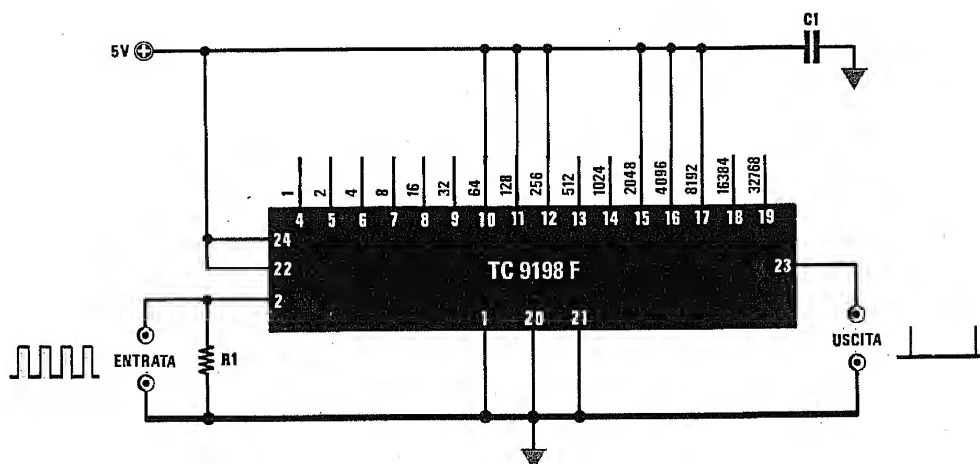



**Fig.21 Per programmare l'integrato TC.9198/F in modo che divida per 14.784 volte la frequenza applicata sul suo piedino d'ingresso, dovrete collegare al positivo di alimentazione i soli piedini 17-16-15-12-11-10 (vedi Tabella N.14). Tutti gli altri piedini andranno lasciati scollegati. Sommando i "pesi" dei piedini collegati al positivo otterrete 14.784.**

# DIVISORE asincrono da 0 a 9 con un SN.7490 e un commutatore binario o diodi

In fig.22 è riportato lo schema elettrico di un divisore da **0** a **9** ottenuto con un divisore **TTL** tipo **SN.7490** più un integrato **SN.7414**.

Il fattore di divisione si imposta tramite il **commutatore binario** indicato con la sigla **S1**.

Impostando lo **0**, sull'uscita non si preleverà **nessun** impulso, mentre impostando un qualsiasi numero da **1** a **9** in uscita sarà presente la frequenza di ingresso divisa per il numero impostato sul commutatore binario.

Volendo ottenere dei fattori di divisione **fissi**, si potrà escludere il **commutatore binario** ed utilizzare i soli **diodi** collegati sui piedini **11 - 8 - 9 - 12 + 1** come visibile in fig.23.

Il **catodo** dei diodi (lato contornato da una fascia nera) andrà rivolto verso **i** piedini interessati, mentre l'**anodo** andrà rivolto verso gli inverter **IC2/C - IC2/D** alimentati dalla resistenza **R2** come evidenziato in fig.23.

Nella **Tabella n.16** sono indicati con un **si** i piedini sui quali occorre applicare il **diodo** per ottenere il **fattore di divisione** richiesto.

L'integrato **IC2** è un inverter **trigger di Schmitt** tipo **SN.7414** che viene utilizzato per pulire e **squadrare** il segnale d'uscita e quello che raggiungerà il **piedino 2** di **reset**.

La **massima** frequenza che potrete applicare sull'ingresso di questo divisore è di circa **40 MHz**.

La frequenza divisa uscirà sotto forma di impulsi sufficientemente **larghi**, tanto da evitare l'uso di un **allargatore** di impulsi.

La tensione di alimentazione dovrà essere di **5 volt** stabilizzati.

R1 = 1.000 ohm 1/4 watt
R2 = 330 ohm 1/4 watt
C1 = 100.000 pF poliestere
DS1 - DS4 = diodi 1N.4148
IC1 = SN.7490
IC2 = SN.7414
S1 = commutatore binario

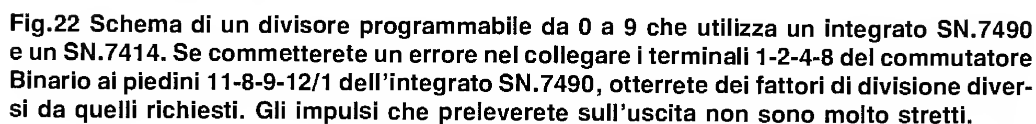
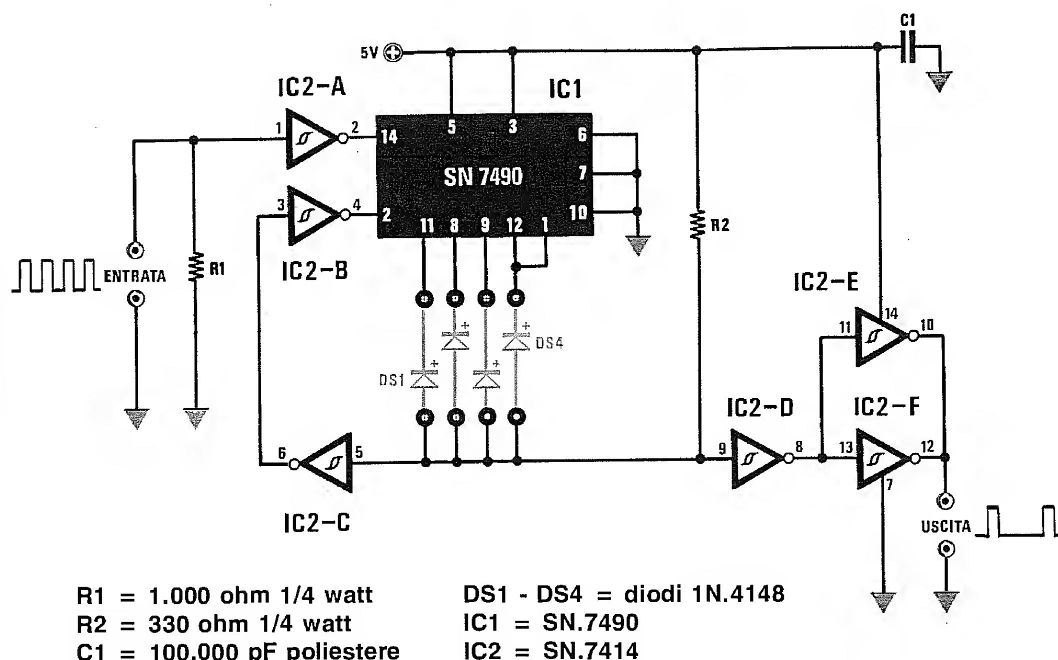


**Fig.22 Schema di un divisore programmabile da 0 a 9 che utilizza un integrato SN.7490 e un SN.7414. Se commetterete un errore nel collegare i terminali 1-2-4-8 del commutatore Binario ai piedini 11-8-9-12/1 dell'integrato SN.7490, otterrete dei fattori di divisione diversi da quelli richiesti. Gli impulsi che preleverete sull'uscita non sono molto stretti.**



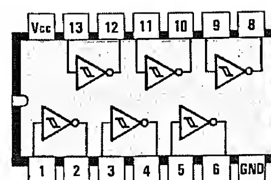

R1 = 1.000 ohm 1/4 watt
R2 = 330 ohm 1/4 watt
C1 = 100.000 pF poliestere
DS1 - DS4 = diodi 1N.4148
IC1 = SN.7490
IC2 = SN.7414

**Fig.23 Per programmare il 7490 su un valore fisso di programmazione, potrete escludere il commutatore Binario visibile in fig.22 e collegare uno o più diodi ai piedini 11-8-9-12/1. Per conoscere quali diodi collegare ai quattro piedini di programmazione per ottenere un fattore di divisione compreso tra 0 a 9, potrete utilizzare la Tabella n.16.**

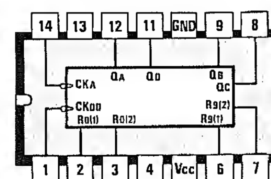
**TABELLA N.16**

| Fattore divis. | piedini integrato | | | |
|---|---|---|---|---|
| | 11 | 8 | 9 | 12+1 |
| 0 | = | = | = | = |
| 1 | = | = | = | si |
| 2 | = | = | si | = |
| 3 | = | = | si | si |
| 4 | = | si | = | = |
| 5 | = | si | = | si |
| 6 | = | si | si | = |
| 7 | = | si | si | si |
| 8 | si | = | = | = |
| 9 | si | = | = | si |

**In questa Tabella sono indicati i diodi da collegare ai piedini 11-8-9-12/1 per poter dividere una frequenza da 0 a 9. Ammesso che si voglia dividere una frequenza 7 volte, bisognerà collegare un diodo al piedino 8, uno al piedino 9 ed uno ai piedini 12/1. Il commutatore Binario di fig.22 effettua queste connessioni.**




**7414**




**7490**

**Fig.24 Connessioni viste da sopra dei due integrati SN.7490 e SN.7414 utilizzati negli schemi delle figg.22-23. Vi ricordiamo che su ogni integrato è presente una tacca di riferimento (vedi sul bordo sinistro il piccolo incavo a U) per individuare il lato in cui sono collocati i piedini 1 e 14. Vcc e GND sono i piedini di alimentazione.**

## DIVISORE asincrono da 0 a 99 con un CD.4518 e due commutatori binari

In fig.25 è riportato lo schema di un semplice divisore programmabile da **0** a **99**, che utilizza un integrato **C/Mos** tipo **CD.4518** contenente **due** divisori **BCD** indipendenti.

Collegando i due divisori interni a due **commutatori binari** come visibile in fig.25, è possibile ottenere qualsiasi **fattore di divisione** partendo da **0** per arrivare ad un massimo di **99.**

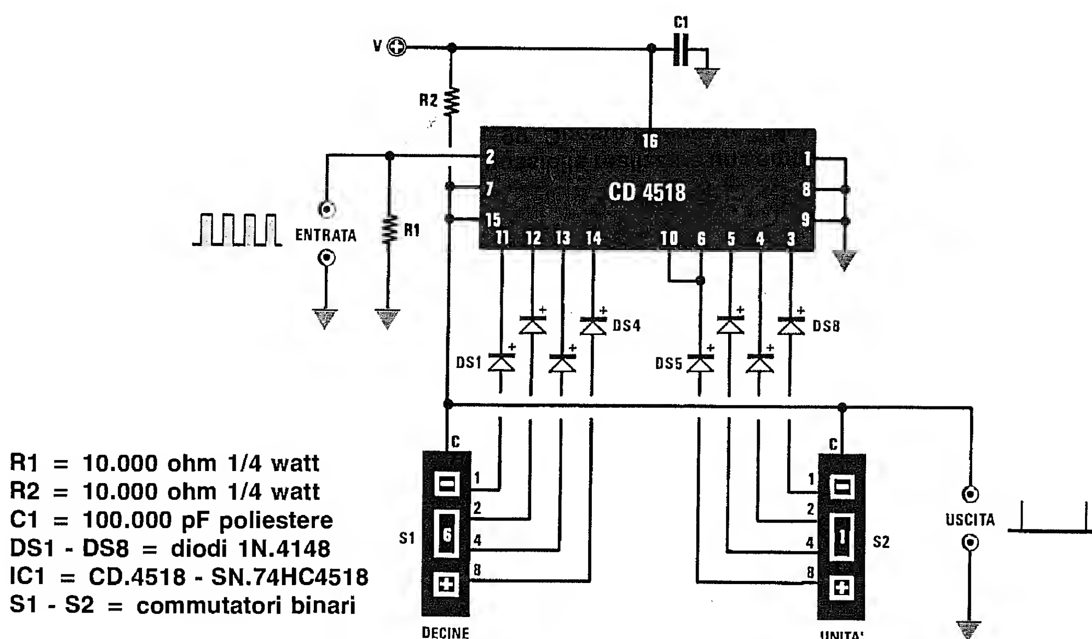
Il **commutatore binario** siglato **S1** programma le **decine**, mentre quello siglato **S2** programma le **unità**.

Per dividere una frequenza **x2 - x5 - x9** si dovranno impostare sui due commutatori i numeri **02 - 05 - 09**, mentre per dividere **x10 - x15 - x80** si dovranno impostare i numeri **10 - 15 - 80**.

La **massima** frequenza che si potrà applicare sull'ingresso di un **CD.4518** sarà di **6 MHz** circa.

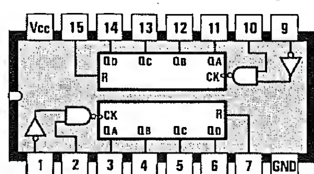
Per dividere frequenze **maggiori** che non superino i **50 MHz**, si potrà utilizzare l'integrato **HC/Mos** tipo **74HC4518** che ha la stessa piedinatura del **CD.4518**.

Anche questo divisore fornisce in uscita dei **sottili impulsi** positivi, quindi potrebbe risultare necessario **allargarli** con il circuito di fig.28.




R1 = 10.000 ohm 1/4 watt
R2 = 10.000 ohm 1/4 watt
C1 = 100.000 pF poliestere
DS1 - DS8 = diodi 1N.4148
IC1 = CD.4518 - SN.74HC4518
S1 - S2 = commutatori binari

**Fig.25 Usando l'integrato CD.4518 è possibile realizzare un semplice divisore programmabile in grado di dividere da 0 fino a 99. Questo integrato C/Mos potrà essere alimentato con una qualsiasi tensione compresa tra 5-15 volt. La massima frequenza che questo integrato riesce a dividere si aggira sui 6 MHz. La frequenza divisa che preleverete sui terminali C dei due commutatori Binari sono impulsi positivi molto stretti.**




**4518-74HC4518**

**Connessioni dell'integrato CD.4518 viste da sopra utilizzate per questo divisore programmabile. Per dividere frequenze superiori a 6 MHz potrete utilizzare l'integrato SN.74HC4518 che ha la stessa piedinatura. L'integrato 74HC4518 andrà alimentato a 5 volt.**

In fig.26 abbiamo riprodotto lo schema di un divisore programmabile da **0** a **9** che utilizza un integrato tipo **SN.74190**, oppure un equivalente **HC/Mos** tipo **74HC190**.

Impostando sul **commutatore binario** il numero **0**, sui piedini d'uscita **11 - 13** non si otterrà alcun impulso, impostando invece un qualsiasi numero da **1** e **9**, in uscita si preleverà la frequenza di ingresso **divisa** per il numero impostato sul commutatore binario.

Poichè la frequenza divisa fuoriesce con dei **sottili impulsi negativi**, in alcuni casi potrebbe essere necessario **allargarli** utilizzando il circuito riportato in fig.29.

La massima frequenza applicabile in ingresso nelle versioni **HC/Mos** è di circa **46 MHz**, mentre nelle versioni **TTL** la massima frequenza di ingresso si aggira intorno ai **35 MHz**.

Per alimentare questo circuito dovrete utilizzare una tensione stabilizzata di **5 volt**.

In questo volume, nell'ambito dell'articolo dedicato ai **sintetizzatori PLL**, troverete uno schema con **tre** di questi integrati collegati in cascata.

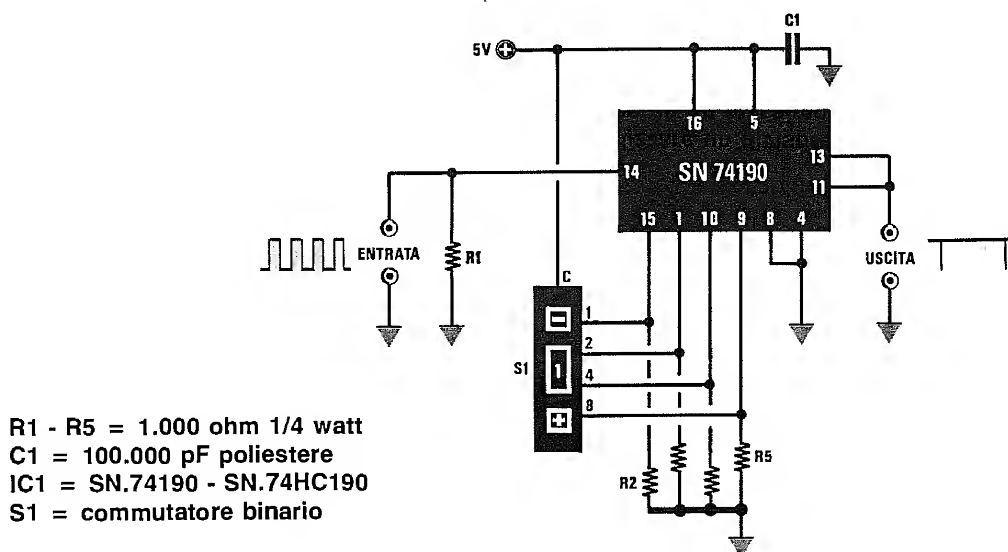
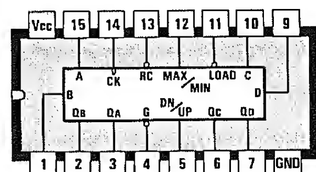



**Fig.26 Usando l'integrato SN.74190 è possibile realizzare un divisore programmabile in grado di dividere da 0 fino a 9 una frequenza fino ad un massimo di 35 MHz. Con il corrispondente HC/Mos siglato SN.74HC190 potrete dividere frequenze fino a 46 MHz. La frequenza divisa che preleverete sui piedini 13-11 sono impulsi negativi molto stretti. Questo integrato va alimentato con una tensione stabilizzata di 5 volt.**




74190

**Connessioni dell'integrato SN.74190 viste da sopra utilizzate per questo divisore programmabile. Per dividere frequenze maggiori di 35 MHz potrete utilizzare l'integrato SN.74HC190 che ha la stessa piedinatura, ma riesce a dividere fino ad un massimo di 46 MHz.**

In fig.27 vi presentiamo uno schema applicativo che usa un divisore poco noto tipo **CD.4536**, che può dividere da un **minimo** di **2** fino ad un **massimo** di **16.777.216** volte.

Poichè all'interno di questo integrato sono presenti ben **24 flip-flop** tipo **D** collegati in **cascata** con una **sola uscita** (vedi **piedino 13**), è possibile ottenere solo dei fattori di divisione **fissi** collegando al **positivo** di alimentazione i piedini di programmazione **12-11-10-9-6** come visibile nella **Tabella n.17**.

Questo integrato **CD.4536** dispone di un **oscillatore interno** (vedi tre piedini **5-4-3**) direttamente collegato alla catena di divisore.

Volendolo utilizzare, dovrete collegare esternamente solo due resistenze ed un condensatore (vedi **R6-R7-C2**).

Le formule da utilizzare per ricavare il valore della **frequenza** in **Hertz** conoscendo quello di **R7** e **C2**, sono le seguenti:

**Hertz = 330.000 : (R7 Kohm x C2 nanoF)**

**C2 nanoF = 330.000 : (Hertz x R7 Kohm)**

**R7 Kohm = 330.000 : (Hertz x C2 nanoF)**

**R6 = valore di R7 moltiplicato per 2**

**Nota** = Il valore della resistenza **R7** non dovrà mai essere **inferiore** a **1.000 ohm** e quello del condensatore **C2** non dovrà mai essere **inferiore** a **100 picoFarad**, diversamente il circuito non oscillerà.

Le formule riportate sono valide soltanto se l'integrato viene alimentato con una tensione di **12 volt**.

Modificando il valore della tensione di alimentazione, varierà leggermente i valore della **frequenza**.

Non volendo utilizzare l'oscillatore **interno**, sarà necessario togliere **R6-R7-C2** ed entrare con la frequenza **esterna** direttamente nel **piedino 3**.

La **massima** frequenza applicabile su questo ingresso si aggira intorno ai **6 MHz**.

Volendo utilizzare l'oscillatore interno, consigliamo di scegliere per **C2** un valore di capacità **standard** e di **calcolare** poi il valore di **R7** utilizzando eventualmente un **trimmer** per ottenere delle frequenze esatte.

Se questo **divisore** venisse utilizzato per realizzare dei **timer** o dei **temporizzatori**, sul piedino d'uscita **13** andrebbe collegato il circuito di fig.11.

Per conoscere dopo quanti **secondi** risulterà presente sul piedino prescelto un **livello logico 1** per poter eccitare il relè, si potrà usare la formula:

**Tempo sec. = 1 : (Hertz : fattore divisione)**

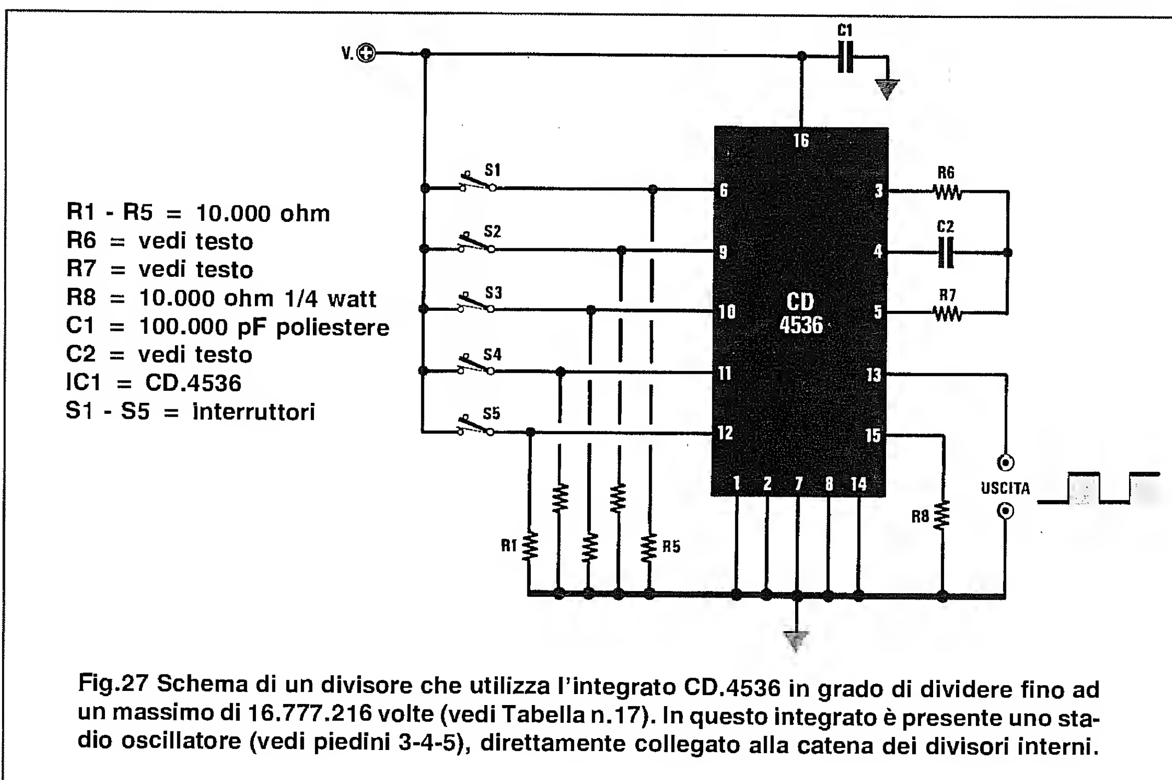



Fig.27 Schema di un divisore che utilizza l'integrato CD.4536 in grado di dividere fino ad un massimo di 16.777.216 volte (vedi Tabella n.17). In questo integrato è presente uno stadio oscillatore (vedi piedini 3-4-5), direttamente collegato alla catena dei divisori interni.

TABELLA N.17

| piedini integrato | | | | | frequenza divisa per |
|---|---|---|---|---|---|
| 12 | 11 | 10 | 9 | 6 | |
| = | = | = | = | si | 2 |
| = | = | = | si | si | 4 |
| = | = | si | = | si | 8 |
| = | = | si | si | si | 16 |
| = | si | = | = | si | 32 |
| = | si | = | si | si | 64 |
| = | si | si | = | si | 128 |
| = | si | si | si | si | 256 |
| = | = | = | = | = | 512 |
| = | = | = | si | = | 1.024 |
| = | = | si | = | = | 2.048 |
| = | = | si | si | = | 4.096 |
| = | si | = | = | = | 8.192 |
| = | si | = | si | = | 16.384 |
| = | si | si | = | = | 32.768 |
| = | si | si | si | = | 65.536 |
| si | = | = | = | = | 131.072 |
| si | = | = | si | = | 262.144 |
| si | = | si | = | = | 524.288 |
| si | = | si | = | = | 1.048.576 |
| si | si | = | = | = | 2.092.152 |
| si | si | = | si | = | 4.194.304 |
| si | si | si | = | = | 8.388.608 |
| si | si | si | si | = | 16.777.216 |

**L'integrato CD.4536 permette di ottenere dei valori fissi di divisione collegando al positivo di alimentazione i piedini 12-11-10-9-6. In questa Tabella indichiamo con un SI quali piedini dovrete collegare al positivo per ottenere il fattore di divisione riportato a destra.**

**Esempio** = Supponiamo si desideri conoscere quali valori usare per **R7-R6-C2** per far oscillare il circuito sulla frequenza di **3.500 Hz.**

Ammesso di scegliere per **C2** una capacità di **10.000 picoFarad** pari a **10 nanoFarad**, per calcolare il valore della **R7** si dovrà usare la formula:

**R7 Kohm = 330.000 : (Hertz x C2 nanoF)**

quindi si avrà:

**330.000 : (3.500 x 10) = 9,428 Kiloohm**

Poichè questo valore non è standard, si potrà utilizzare una resistenza da **8.200 ohm** con in serie un trimmer da **2.200 ohm**, che dovrà essere tarato in modo da ottenere una frequenza esattamente di **3.500 Hz**.

Per il valore di **R6** che deve risultare uguale a circa il **doppio** di quello di **R7**, si potrà usare tranquillamente una resistenza da **18.000 ohm** oppure da **22.000 ohm.**

**Esempio** = Ammettiamo che avendo realizzato un oscillatore che oscilli sulla frequenza di **291 Hz** e collegato al **positivo** i piedini **12-10** per poter ottenere un fattore di divisione pari a **1.048.576**, si desideri conoscere dopo quanti **secondi** sarà presente un **livello logico 1** sul piedino **13**.

Per calcolare questo tempo si dovrà usare la formula:

**Tempo sec. = 1 : (Hertz : fattore divisione)**

Inserendo nella formula la **frequenza** ed il **fattore di divisione** si otterrà:

**1 : (291 : 1.048.576) = 3.603 secondi**

Dividendo **x60** si otterranno i **minuti:**

**3.603 : 60 = 60,05 minuti**

**Nota** = Il **livello logico 1** rimarrà sul piedino **13** per **metà** del tempo indicato, vale a dire per **mezz'ora.**

## PER allargare degli IMPULSI POSITIVI con due porte NOR

Per allargare degli impulsi **positivi molto stretti** è possibile utilizzare il circuito riportato in fig.28, che utilizza due **porte NOR** tipo **C/Mos, HC-Mos** o **TTL** collegate come **monostabile.** Gli impulsi applicati sull'ingresso di questo **monostabile** si ripresenteranno in uscita con la stessa **frequenza**, ma con un **livello logico 1** molto più **allargato.**

I valori di **R2** e **C1** da noi riportati sono dimensionati per lavorare fino ad una frequenza **massima** di **100.000 Hz**, pari cioè a **100 Kilohertz**.

Questo **monostabile** funziona soltanto se gli impulsi applicati sull'ingresso sono **positivi**, cioè se da un **livello logico 0** passano ad un **livello logico 1.**

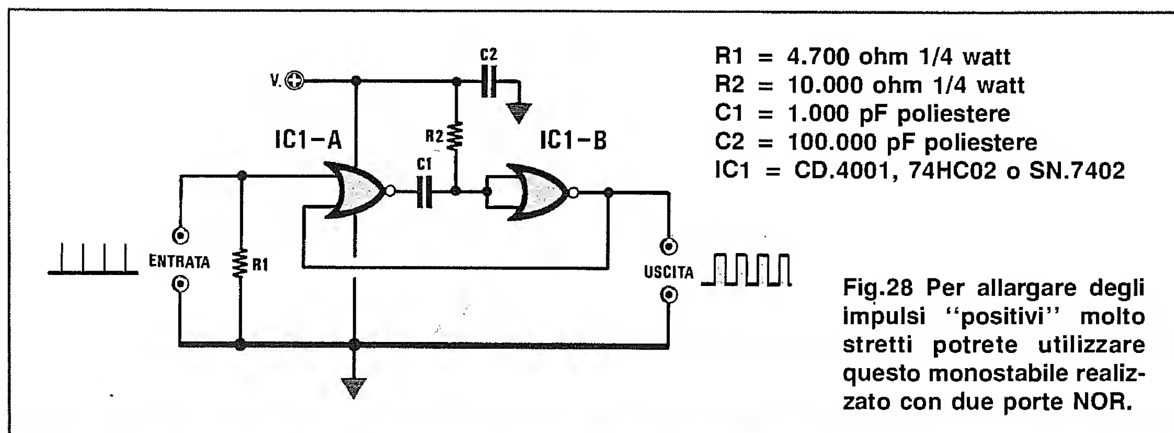



**Fig.28 Per allargare degli impulsi "positivi" molto stretti potrete utilizzare questo monostabile realizzato con due porte NOR.**

## PER allargare degli IMPULSI NEGATIVI con due porte NAND

Per allargare degli impulsi **negativi molto stretti** è possibile utilizzare anche il circuito di fig.29, che utilizza due **porte NAND** tipo **C/Mos, HC/Mos** o **TTL** collegate come **monostabile.**

Gli impulsi applicati sull'ingresso di questo **monostabile** si ripresenteranno in uscita con la stessa **frequenza**, ma con un **livello logico 0** molto più **allargato.**

I valori di **R2** e **C1** da noi riportati sono dimensionati per lavorare fino ad una frequenza **massima** di **100.000 Hz**, pari cioè a **100 Kilohertz.**

Questo **monostabile** funziona soltanto se gli impulsi applicati sull'ingresso sono **negativi**, cioè se dal **livello logico 1** passano al **livello logico 0.**

**Nota** = Non sempre è necessario collegare all'uscita di un **divisore** un **allargatore d'impulsi**, quindi prima di utilizzarlo si dovrà sempre controllare se il circuito da pilotare con il divisore funziona regolarmente. Solo se si noterà un funzionamento **irregolare**, sarà necessario aggiungerlo.

Poichè nelle caratteristiche di questi due **allargatori d'impulsi** abbiamo precisato che i valori di **R2-C1** sono stadi dimensionati per lavorare fino ad un **massimo** di **100.000 Hz,** qualcuno potrebbe ritenere questa frequenza **insufficiente.**

Facciamo presente che **100.000 Hz** sono più che sufficienti per tutte le applicazioni pratiche in cui si utilizzano questi **divisori digitali.**



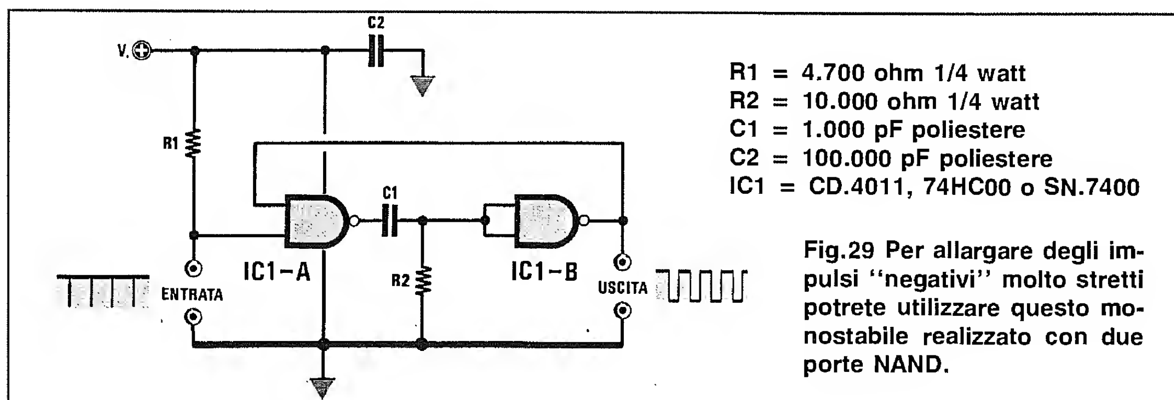
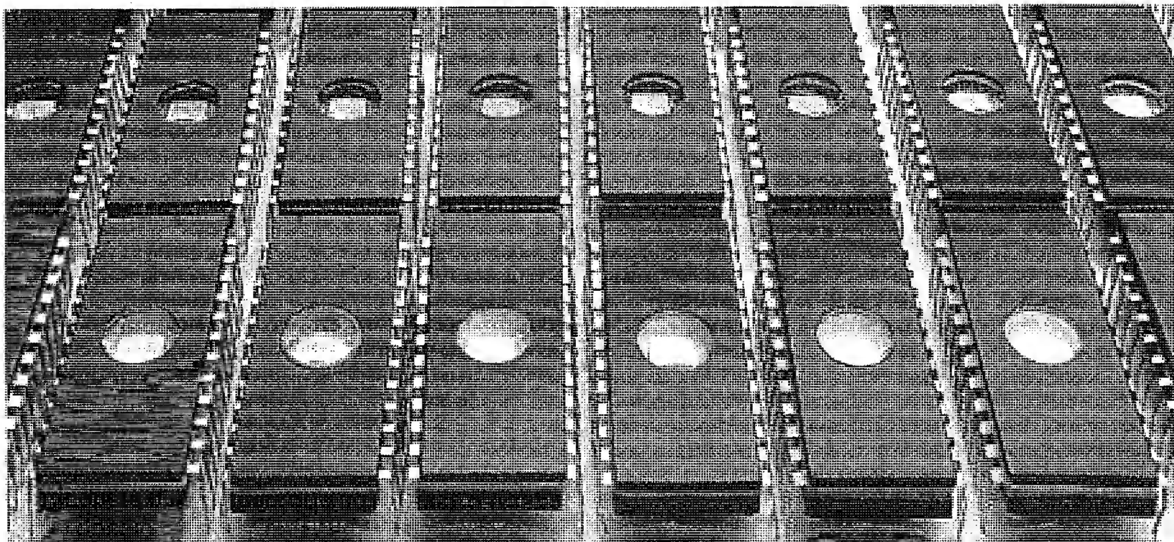



**Fig.29 Per allargare degli impulsi "negativi" molto stretti potrete utilizzare questo monostabile realizzato con due porte NAND.**



# COSA significa GAL-PAL-EPROM-FIFO-RAM ecc.

Nei molti articoli relativi a progetti o ad apparecchiature **digitali** si trovano spesso degli integrati indicati con particolari sigle, come **PAL**, **EEPROM**, **GAL** o **PEEL**, e poichè nessuno spiega cosa sono o quale funzione esplicano nel circuito, per sopperire a questa lacuna vogliamo spiegare, anche se in forma molta condensata, il significato di tali **sigle.**

## PLD (Programmable Logic Device)

La sigla **PLD** viene usata per indicare tutti gli integrati contenenti circuiti logici programmabili, come le **PAL - GAL - PEEL.**

## FIFO (First In First Out)

Le **FIFO** sono **memorie sequenziali** tipo **SHIFT REGISTER** composte da **RAM** che presentano la caratteristica di far giungere sull'uscita **i byte** nello stesso ordine in cui sono stati applicati sull'ingresso, come precisa la parola inglese **First in** (primo ad entrare) **First Out** (primo ad uscire).

Se questo concetto non risulta chiaro, provate a paragonare questa **memoria** ad un **nastro trasportatore.**

Depositando sull'ingresso di questo nastro degli oggetti (**dati digitali**), questi giungeranno sulla sua uscita con lo stesso ordine, cioè il **primo** oggetto depositato sul nastro sarà il **primo** ad uscire , il **secondo** oggetto sarà il **secondo** ad uscire, ecc.

## LIFO (Last In First Out)

Le **LIFO** sono **memorie sequenziali** tipo **SHIFT REGISTER** composte da **RAM** che presentano la caratteristica di far giungere sull'uscita i **byte** secondo un ordine **inverso** a quello in cui sono stati applicati sull'ingresso, come precisa la parola inglese **Last in** (ultimo ad entrare) **First Out** (primo ad uscire).

Prendendo come esempio sempre il **nastro trasportatore**, tutti gli oggetti (**dati digitali**) depositati su questo nastro verranno fatti uscire solo cambiando il **senso** di marcia al nastro, pertanto l'**ultimo** oggetto depositato uscirà per **primo** ed il **primo** oggetto uscirà per ultimo.

Le **memorie FIFO** e **LIFO** necessitano di un segnale di **clock** per sincronizzare le operazioni di **scrittura** e **lettura**.

## RAM (Random Access Memories)

Le **RAM** sono memorie all'interno delle quali è possibile leggere o scrivere dei dati.

La capacità delle **RAM** varia da pochi **Kilobyte** a diversi **Megabyte.**

Le memorie **RAM** si **cancellano** automaticamente quando viene tolta loro la tensione di alimentazione, e per questo motivo vengono chiamate memorie **volatili**.

Le **RAM** si suddividono in due categorie:

**S-RAM** = **S**tatic **RAM** (RAM statiche). Queste **RAM** sono realizzate con transistor **ECL - TTL** oppure con **CMOS - BiCMOS** e a seconda del tipo varia la loro **velocità** di accesso.

S-RAM ECL ..... 5 - 10 nanosec. (veloci)
S-RAM BiCMOS 15 - 30 nanosec. (veloci)
S-RAM TTL ..... 20 - 70 nanosec. (normali)
S-RAM C-MOS . 100 - 250 nanosec. (lente)

**D-RAM** = **D**inamic **RAM** (RAM dinamiche). Queste **RAM** realizzate a **fet** risultano molto più **lente** delle **S-RAM**, perchè i **livelli logici** si ottengono caricando una **capacità** posta sul Gate di ogni fet, che in poco tempo tende a **scaricarsi.**

Per poter mantenere i dati **memorizzati** hanno bisogno di un continuo ciclo di **refresh**.

Infatti i livelli logici di tensione che caratterizzano i vari **bit**, vengono memorizzati caricando la **capacità** presente tra **Gate/Massa** di questi fet, e poichè questa capacità tende a scaricarsi molto velocemente, è necessario ricaricarla periodicamente fornendo due opportuni segnali sui due piedini della memoria chiamati **CAS** e **RAS.**

Questi segnali di **ricarica**, chiamati segnali di **refresh**, devono essere applicati ogni **2 - 4 millisecondi** per una durata di **70 - 100 nanosecondi**.

Pertanto le **D-RAM** non risultano molto veloci perchè il loro tempo di **accesso** non può scendere mai sotto i **70 nanosecondi** di **refresh.**

Vengono preferite alle memorie **S-RAM** perchè hanno una **capacità** di memoria maggiore e anche perchè risultano meno costose.

**ROM** (**R**ead **O**nly **M**emories)

Le **ROM** sono memorie **non volatili**, cioè **non perdono** i dati memorizzati anche se viene tolta la tensione di alimentazione.

I **dati** scritti dal Costruttore all'interno della **ROM** non sono modificabili, quindi si possono solo **leggere**.

**PROM** (**P**rogrammable **R**ead **O**nly **M**emories)

Le **PROM** sono memorie **non volatili** che si possono facilmente **programmare** disponendo di un appropriato **programmatore**.

Il vantaggio che presentano queste **PROM** è quello di poter **memorizzare** al loro interno **dati personali** senza dover ricorrere al Costruttore.

Poichè in fase di **programmazione** all'interno delle **PROM** vengono bruciati dei **diodi** o dei microscopici **fusibili**, queste memorie si possono programmare una **sola volta**.

Come per le **ROM**, i **dati** presenti al loro interno possono solo essere **letti.**

I tempi di accesso e di lettura di una **PROM** variano a seconda della tecnologia con cui è realizzata:

**TTL** ...................... **50 - 100 nanosecondi**
**CMOS** .................... **80 - 300 nanosecondi**
**NMOS** .................... **200 - 450 nanosecondi**

**EPROM** (**E**rasable **PROM**)

Le **EPROM** sono delle memorie tipo **PROM** che si possono **cancellare** e **riscrivere.**

Queste si riconoscono facilmente perchè sul loro corpo è presente una **piccola finestra** che, quando viene esposta alla luce di una lampada ad **ultravioletti** per un tempo che può variare dai **15** ai **20 minuti** per le **EPROM** normali o di soli **10-20 secondi** per le **EPROM** tipo **FLASH**, permette di cancellare quanto **memorizzato**.

Normalmente tutti i Costruttori di **EPROM** garantiscono **100** cicli di **cancellazione**, dopodichè queste memorie non risultano più affidabili.

I tempi di accesso e di lettura di una **EPROM** variano a seconda della tecnologia con cui sono realizzate:

**TTL** ...................... **50 - 100 nanosecondi**
**CMOS** .................... **80 - 300 nanosecondi**
**NMOS** .................... **200 - 450 nanosecondi**

Esistono anche delle **EPROM** dette **OTP** (**O**ne **T**ime **P**rogrammable), vale a dire che si possono programmare **una sola volta** come le **PROM.**

**EEPROM** (**E**lettrically **E**rasable **PROM**)

Le memorie **EEPROM** chiamate anche **E2PROM** (dove il **2** sta a significare che la lettera **E** è ripetuta per due volte) a differenza delle precedenti, che per essere **cancellate** richiedevano una **luce ultravioletta**, si cancellano con degli **impulsi** di tensione.

Normalmente tutti i Costruttori di **EEPROM** garantiscono **10.000 cicli** di **cancellazione**, dopodichè queste memorie non risultano più affidabili.

Le **EEPROM** si differenziano dalle **EPROM** perchè sul loro corpo non è presente nessuna **finestra** di cancellazione.

I tempi di **accesso** di una **EEPROM** possono variare da **100** a **250 nanosecondi**, quindi non risultano **molto veloci**.

La loro **capacità** non è mai troppo alta, perchè non supera i **2-4 Kilobyte**.

**PAL** (**P**rogrammable **A**rray **L**ogic)

Le **PAL** sono degli integrati contenenti al loro in-

terno **20-30 porte logiche** tipo **AND - NAND - OR - NOR - INVERTER - Flip-Flop** tipo **D**, che si possono collegare **tra loro** in modo da ottenere dei **completi circuiti logici**.

Per programmare le **PAL** occorre un apposito **programmatore**, che provveda a cortocircuitare internamente gli ingressi e le uscite delle porte logiche.

Con una sola **PAL** si possono quindi realizzare dei complessi circuiti **logici** senza dover utilizzare un'infinità di normali integrati **digitali**.

Poichè in fase di **programmazione** per collegare tra loro le porte logiche vengono cortocircuitate all'interno delle **PAL** delle "piste", queste memorie si possono programmare una **sola volta**.

Questi integrati sono già **obsoleti**, cioè sono già stati messi fuori produzione, perchè sostituiti dalle **GAL** e dalle **PEEL** che si possono **cancellare** anche più di **100 volte**.

**GAL** (**G**eneric **A**rray **L**ogic)

Le **GAL** come le **PAL** contengono al loro interno **20-30 porte logiche** tipo **AND - NAND - OR - NOR - INVERTER - Flip-Flop** tipo **D**, che si possono collegare **tra loro** in modo da ottenere dei **completi circuiti logici**.

Le **GAL** presentano il vantaggio di poter essere **cancellate** e **riprogrammate** e per questo motivo si preferiscono alle **PAL**, anche se risultano più costose.

Le Case Costruttrici garantiscono **100 - 120 cicli** di **cancellazione**, dopodichè queste memorie non risultano più affidabili.

Nella sigla della **GAL** troverete sempre due numeri, ad esempio:

**GAL16V8** (integrato con **20 piedini**)
**GAL20V8** (integrato con **24 piedini**)

Nella **GAL16V8**, il primo numero (**16**) indica che i piedini **utilizzabili** sono **16**, di cui **8** (secondo numero) possono essere utilizzati come **uscite**.

Pertanto se vengono utilizzati **10** piedini come **ingressi**, rimarranno disponibili per le uscite solo **6 piedini** (**16 - 10 = 6**).

Nella **GAL20V8**, il primo numero (**20**) indica che i piedini **utilizzabili** sono **20**, di cui **8** (secondo numero) possono essere utilizzati come **uscite.**

Pertanto se vi interessa utilizzare tutte le **8 uscite**, potrete utilizzare come **ingressi** soltanto **20 - 8 = 12 piedini**.

Non si è comunque obbligati ad utilizzare **tutti** gli ingressi e nemmeno **tutte** le uscite.

Dopo il secondo numero potrete trovare una lettera, **A** o **AS**, e dopo questa un numero che può essere **15 - 20 - 25 - 30 - 35**.

Quest'ultimo numero indica la massima velocità di accesso in **nanosecondi**, pertanto una **GAL16V8A-20** risulta più **veloce** di una **GAL16V8A-35.**

Le **GAL** si **cancellano** con degli **impulsi** di tensione forniti dall'apposito **programmatore.**

**PEEL** (**P**rogrammable **E**lectrically **E**rasable **L**ogic)

Le **PEEL** (si pronuncia "pil") sono delle **GAL** più potenti, perchè contengono al loro interno **40-50 porte logiche** tipo **AND - NAND - OR - NOR - INVERTER - Flip-Flop** tipo **D**, che si possono collegare **tra loro** per ottenere dei circuiti logici talmente complessi, che per essere realizzati si sarebbero dovute utilizzare due o tre **GAL**.

Anche le **PEEL** si possono **cancellare** e **riprogrammare** per **100 - 120 cicli**, dopodichè queste memorie non risultano più affidabili.

La **cancellazione** viene effettuata con **impulsi** elettrici forniti dall'apposito programmatore.

Le **porte logiche** delle **PEEL** sono realizzate totalmente in tecnologia **C/Mos** quindi consumano meno corrente ed inoltre sono meno sensibili delle **GAL** ai disturbi **spuri**.

**BIT**

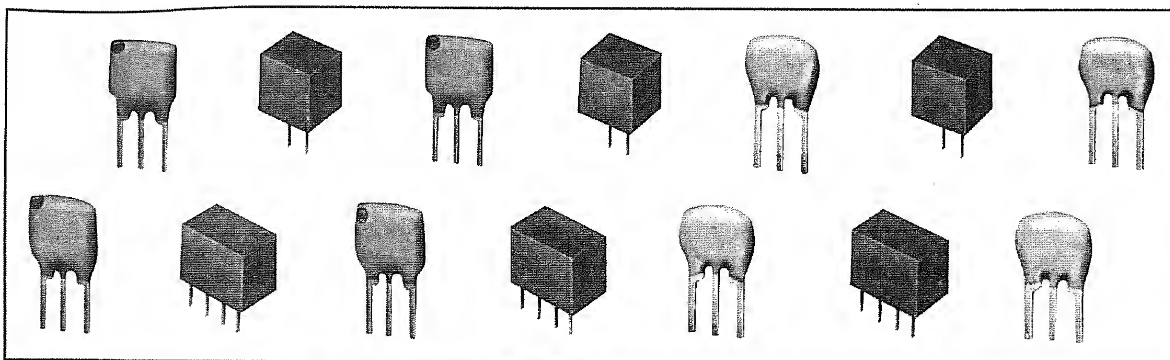
È una cifra binaria che può assumere due soli e ben definiti valori, vale a dire **livello logico 0** o **livello logico 1**. Il livello logico **0** equivale ad una tensione di **0 volt** ed il livello logico **1** ad una tensione positiva di **5 volt**.

**BYTE**

È una cifra binaria composta da **8 bit**. Partendo da **8** livelli logici **0** è possibile ottenere un massimo di **8** livelli logici **1**. Il numero binario **11111111** corrisponde al numero **decimale 255** ed al numero **esadecimale FF**.

**WORD**

È una cifra binaria composta da **16 bit** oppure da due **byte** (8 + 8 = 16). Partendo da **16** livelli logici **0** è possibile ottenere un massimo di **16** livelli logici **1**. Il numero binario **1111111111111111** corrisponde al numero **decimale 65.536** ed al numero **esadecimale FFFF**.



# CARATTERISTICHE FILTRI CERAMICI MURATA

In molti schemi di ricevitori **AM** e **FM** sono presenti dei **filtri ceramici** contrassegnati da sigle che per molti risultano sconosciute, ad esempio **SFHM 455/B - CFU 455/E - SFE 10.7M/HC10.**

Reperire le **caratteristiche** di questi filtri in modo da conoscere la loro **banda passante**, i **dB** di **attenuazione**, il valore dell'**impedenza** d'ingresso e d'uscita, è alquanto difficile perchè non esiste un manuale che le riporti.

Per questo motivo abbiamo pensato di pubblicare tutte le **caratteristiche** delle **sigle** più comunemente usate, considerando le quali appare subito evidente che molti filtri pur avendole diverse hanno identiche caratteristiche.

Le **lettere** iniziali delle sigle di questi filtri, cioè **SFE - SFT - CFW - SFHM**, servono per identificare il tipo di **contenitore** che può avere il corpo **piatto** oppure a forma di **scatolino** e le sue dimensioni che possono essere **normali** o **miniaturizzate**.

Il **numero** che segue queste lettere, cioè **10.7M - 455 - 5.5M**, indica su quale **frequenza** risulta sintonizzato il filtro.

Se dopo il numero è presente una **M**, la frequenza riportata è in **Megahertz**, quindi **10.7M** significa che il filtro è da **10,7 Megahertz** e **5.5M** significa che il filtro è da **5,5 Megahertz.**

Se questa **M** non appare, la frequenza è in **Kilohertz**, quindi **455** significa che il filtro risulta centrato sulla frequenza di **455 Kilohertz**.

Nei filtri piatti a **3 terminali** dalle dimensioni quasi analoghe a quelle di un normale condensatore ceramico, il terminale **centrale** va sempre collegato a **massa**.

Essendo dei filtri unidirezionali, il segnale d'**ingresso** potrà essere applicato indifferentemente sull'uno o sull'altro dei due terminali laterali e prelevato sull'opposto terminale.

Se sul corpo dei filtri da **10,7 MHz** è riportato un **punto di colore**, questo sta ad indicare che la fre-

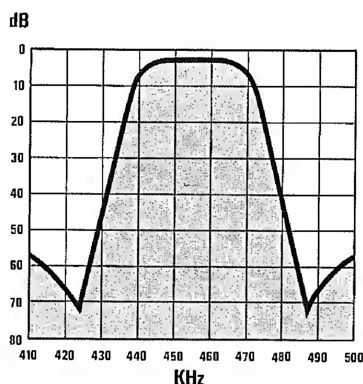



**Fig.1 Nelle Tabelle riportate nelle pagine successive troverete indicato di quanti dB vengono attenuate, rispetto alla frequenza centrale, tutte le frequenze laterali. In questo grafico, la curva di risposta di un filtro a 455 KHz con una banda passante di 30 KHz.**

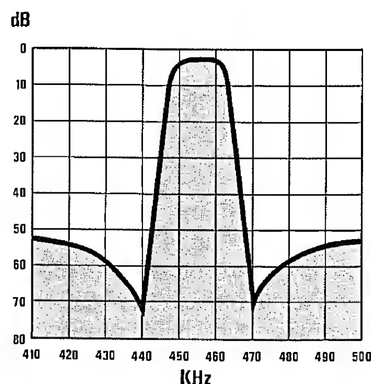



**Fig.2 Se sceglierete un filtro da 455 KHz con una larghezza di banda di 20 KHz risulteranno attenuate le frequenze minori di 455-10 = 445 KHz e maggiori di 455 + 10 = 465 KHz. In questo grafico, la curva di risposta di in filtro con un banda passante di 20 KHz.**

quenza **centrale** risulta leggermente spostata come riportato nella **Tabella** seguente.

**TABELLA filtri 10.7M**

| | |
|---|---|
| Nero | 10,650 MHz |
| Blu | 10,675 MHz |
| Rosso | 10,700 MHz |
| Arancio | 10,725 MHz |
| Bianco | 10,750 MHz |

In un ricevitore **FM** dove fosse presente un **filtro** contrassegnato da un **punto Arancio** o **Blu**, si potrà tranquillamente inserire un filtro con un **diverso** colore, ritarando eventualmente le **Medie Frequenze** per sintonizzarle su questa frequenza leggermente spostata.

Nei filtri formato **scatolino** che possono avere, a seconda del modello, **3-4-5 terminali**, molti di questi vanno collegati a **massa** (vedi tabelle riportate nella pagina seguente) ed anche se la Casa Costruttrice indica quale dei due terminali occorre usare per l'**ingresso** e quale per l'**uscita**, abbiamo più volte provato ad invertirli senza riscontrare mai delle variazioni nelle caratteristiche del filtro.

Nei filtri a **455 KHz** la lettera che appare dopo la **frequenza** indica la **larghezza di banda** come qui sotto indicato:

| | |
|---|---|
| B = 30 KHz | F = 12 KHz |
| C = 25 KHz | G = 9 KHz |
| D = 20 KHz | H = 6 KHz |
| E = 15 KHz | I = 4 KHz |

È molto importante sia per i filtri **piatti** che per quelli a **scatolino** rispettare il valore dell'**impedenza** d'ingresso e d'uscita, diversamente non si riuscirà ad ottenere la **larghezza di banda** dichiarata nelle caratteristiche.

Nell'eventualità in cui non si conosca il valore del carico applicato sull'ingresso e sull'uscita, tra questi due terminali e la **massa** si potrà inserire una **resistenza** con un valore **ohmico** quasi analogo a quello dell'impedenza richiesta.

Questo **carico resistivo** risulta indispensabile se si nota che lo stadio preamplificatore tende ad autooscillare.

Nelle **Tabelle** abbiamo suddiviso i vari filtri in funzione della **frequenza** ed anche degli **elementi** da cui questi sono composti, cioè da **2 elementi** posti in serie, oppure da **3**, da **4**, ecc.

Negli schemi elettrici il simbolo **grafico** rimane identico sia che il filtro risulti a **2** che a **3 elementi** (vedi nella Tabella dei filtri a **2 elementi - 10,7 MHz** il disegno che abbiamo riportato).

Solo dalla **sigla** trascritta nell'elenco componenti si potranno desumere le caratteristiche del filtro, sempre che si abbiano a disposizione le **Tabelle** riportate in questo manuale.

Collegando in **serie** due filtri identici si ottiene una identica **banda passante**, ma con una curva più **stretta** sulle bande laterali.

Tenete infine presente che i filtri **discriminatori** non sono dei **passa/banda**, ma dei particolari filtri che si potranno utilizzare soltanto per **rivelare** dei segnali modulati in **FM** in quando questi forniscono sulla loro uscita una tensione variabile al variare della frequenza centrale (vedi grafico di fig.4).

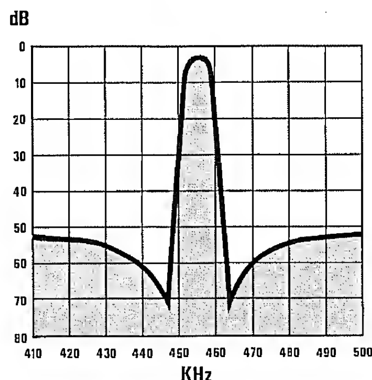



**Fig.3 Se sceglierete un filtro da 455 KHz con una larghezza di banda di 9 KHz verranno attenuate di -6 dB tutte le frequenze laterali maggiori o minori di 4,5 KHz, vale a dire 455-4,5 = 450,5 KHz e 455 + 4,5 = 459,5 KHz. Nel grafico, la curva di risposta di tale filtro.**

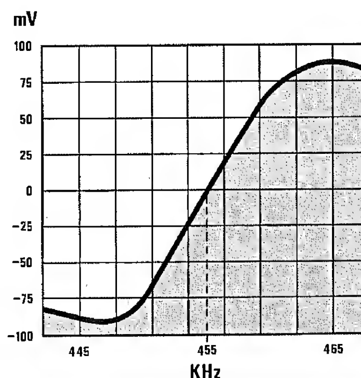



**Fig.4 I Discriminatori FM non possono essere usati come Filtri di frequenza perchè sulla loro uscita sarà presente una tensione che varierà in più o in meno al variare della frequenza centrale. Questi filtri vengono usati solo per rivelare dei segnali modulati in FM.**

## FILTRI 4 ELEMENTI in serie da 455 KHz

ENTRATA USCITA Massa

| sigla del filtro | larghezza banda -3 dB | larghezza banda -20 dB | attenuazione sul segnale | impedenza entrata/uscita |
|---|---|---|---|---|
| CFU 455/B2 | 30 KHz | 200 KHz | 4 dB | 1.500 ohm |
| CFU 455/C2 | 25 KHz | 200 KHz | 4 dB | 1.500 ohm |
| CFU 455/D2 | 20 KHz | 200 KHz | 4 dB | 1.500 ohm |
| CFU 455/E2 | 15 KHz | 200 KHz | 6 dB | 1.500 ohm |
| CFU 455/F2 | 12 KHz | 200 KHz | 6 dB | 2.000 ohm |
| CFU 455/G2 | 9 KHz | 200 KHz | 6 dB | 2.000 ohm |
| CFU 455/H2 | 6 KHz | 200 KHz | 6 dB | 2.000 ohm |
| CFU 455/I2 | 4 KHz | 200 KHz | 6 dB | 2.000 ohm |
| CFU 455/HT | 6 KHz | 200 KHz | 6 dB | 2.000 ohm |
| CFU 455/IT | 4 KHz | 200 KHz | 6 dB | 2.000 ohm |

ENTRATA USCITA Massa

| sigla del filtro | larghezza banda -6 dB | larghezza banda -35 dB | attenuazione sul segnale | impedenza entrata/uscita |
|---|---|---|---|---|
| CFUM 455/B | 30 KHz | 200 KHz | 4 dB | 1.500 ohm |
| CFUM 455/C | 25 KHz | 200 KHz | 4 dB | 1.500 ohm |
| CFUM 455/D | 20 KHz | 200 KHz | 4 dB | 1.500 ohm |
| CFUM 455/E | 15 KHz | 200 KHz | 6 dB | 1.500 ohm |
| CFUM 455/F | 12 KHz | 200 KHz | 6 dB | 2.000 ohm |
| CFUM 455/G | 9 KHz | 200 KHz | 6 dB | 2.000 ohm |
| CFUM 455/H | 6 KHz | 200 KHz | 6 dB | 2.000 ohm |
| CFUM 455/I | 4 KHz | 200 KHz | 7 dB | 2.000 ohm |

ENTRATA USCITA Massa

| sigla del filtro | larghezza banda -6 dB | larghezza banda -25 dB | attenuazione sul segnale | impedenza entrata/uscita |
|---|---|---|---|---|
| SFG 455/B | 30 KHz | 160 KHz | 5 dB | 1.500 ohm |
| SFG 455/C | 25 KHz | 160 KHz | 6 dB | 1.500 ohm |
| SFG 455/D | 20 KHz | 200 KHz | 7 dB | 1.500 ohm |
| SFG 455/E | 15 KHz | 200 KHz | 8 dB | 1.500 ohm |
| SFG 455/F | 12 KHz | 200 KHz | 9 dB | 2.000 ohm |
| SFG 455/G | 9 KHz | 200 KHz | 10 dB | 2.000 ohm |

ENTRATA USCITA Massa

| sigla del filtro | larghezza banda -6 dB | larghezza banda -25 dB | attenuazione sul segnale | impedenza entrata/uscita |
|---|---|---|---|---|
| SFGM 455/B | 30 KHz | 200 KHz | 5 dB | 1.500 ohm |
| SFGM 455/C | 25 KHz | 200 KHz | 6 dB | 1.500 ohm |
| SFGM 455/D | 20 KHz | 200 KHz | 7 dB | 1.500 ohm |
| SFGM 455/E | 15 KHz | 200 KHz | 8 dB | 1.500 ohm |
| SFGM 455/F | 12 KHz | 200 KHz | 9 dB | 2.000 ohm |
| SFGM 455/G | 9 KHz | 200 KHz | 10 dB | 2.000 ohm |



## DISCRIMINATORI di FREQUENZA da 455 KHz

Massa ENTRATA USCITA — SFD 455

Massa ENTRATA USCITA — CFA-CFY 455

Massa ENTRATA USCITA — CFAM

| sigla del discriminatore | frequenza | sensibilità mV/KHz |
|---|---|---|
| SFD 455 S4 | 455 KHz | 9,5 |
| CFY 455 S | 455 KHz | 15 |
| CFA 455 S | 455 KHz | 13 |
| CFAM 455 S | 455 KHz | 12,5 |

## FILTRI 6 ELEMENTI in serie da 455 KHz

USCITA
ENTRATA Massa

| sigla del filtro | larghezza banda -6 dB | larghezza banda -27 dB | attenuazione sul segnale | impedenza entrata/uscita |
|---|---|---|---|---|
| CFW 455/B | 30 KHz | 200 KHz | 4 dB | 1.500 ohm |
| CFW 455/C | 25 KHz | 200 KHz | 4 dB | 1.500 ohm |
| CFW 455/D | 20 KHz | 200 KHz | 4 dB | 1.500 ohm |
| CFW 455/E | 15 KHz | 200 KHz | 6 dB | 1.500 ohm |
| CFW 455/F | 12 KHz | 200 KHz | 6 dB | 2.000 ohm |
| CFW 455/G | 9 KHz | 200 KHz | 7 dB | 2.000 ohm |
| CFW 455/H | 6 KHz | 200 KHz | 6 dB | 2.000 ohm |
| CFW 455/I | 4 KHz | 200 KHz | 7 dB | 2.000 ohm |

ENTRATA USCITA
Massa

| sigla del filtro | larghezza banda -6 dB | larghezza banda -35 dB | attenuazione sul segnale | impedenza entrata/uscita |
|---|---|---|---|---|
| CFWM 455/B | 30 KHz | 200 KHz | 4 dB | 1.500 ohm |
| CFWM 455/C | 25 KHz | 200 KHz | 4 dB | 1.500 ohm |
| CFWM 455/D | 20 KHz | 200 KHz | 4 dB | 1.500 ohm |
| CFWM 455/E | 15 KHz | 200 KHz | 6 dB | 1.500 ohm |
| CFWM 455/F | 12 KHz | 200 KHz | 6 dB | 2.000 ohm |
| CFWM 455/G | 9 KHz | 200 KHz | 6 dB | 2.000 ohm |
| CFWM 455/H | 6 KHz | 200 KHz | 6 dB | 2.000 ohm |
| CFWM 455/I | 4 KHz | 200 KHz | 7 dB | 2.000 ohm |

ENTRATA USCITA
Massa

| sigla del filtro | larghezza banda -6 dB | larghezza banda -35 dB | attenuazione sul segnale | impedenza entrata/uscita |
|---|---|---|---|---|
| SFH 455/B | 30 KHz | 160 KHz | 5 dB | 1.500 ohm |
| SFH 455/C | 25 KHz | 160 KHz | 7 dB | 1.500 ohm |
| SFH 455/D | 20 KHz | 200 KHz | 8 dB | 1.500 ohm |
| SFH 455/E | 15 KHz | 200 KHz | 9 dB | 1.500 ohm |
| SFH 455/F | 12 KHz | 200 KHz | 10 dB | 2.000 ohm |
| SFH 455/G | 9 KHz | 200 KHz | 13 dB | 2.000 ohm |

ENTRATA USCITA
Massa

| sigla del filtro | larghezza banda -6 dB | larghezza banda -35 dB | attenuazione sul segnale | impedenza entrata/uscita |
|---|---|---|---|---|
| SFHM 455/B | 30 KHz | 200 KHz | 6 dB | 1.500 ohm |
| SFHM 455/C | 25 KHz | 200 KHz | 7 dB | 1.500 ohm |
| SFHM 455/D | 20 KHz | 200 KHz | 8 dB | 1.500 ohm |
| SFHM 455/E | 15 KHz | 200 KHz | 9 dB | 1.500 ohm |
| SFHM 455/F | 12 KHz | 200 KHz | 10 dB | 2.000 ohm |
| SFHM 455/G | 9 KHz | 200 KHz | 13 dB | 2.000 ohm |



## FILTRI 7 ELEMENTI in serie da 455 KHz

ENTRATA USCITA
Massa

| sigla del filtro | larghezza banda -6 dB | larghezza banda -50 dB | attenuazione sul segnale | impedenza entrata/uscita |
|---|---|---|---|---|
| CFV455B | 30 KHz | 200 KHz | 4 dB | 1.000 ohm |
| CFV455C | 26 KHz | 200 KHz | 4 dB | 1.000 ohm |
| CFV455D | 20 KHz | 200 KHz | 4 dB | 1.500 ohm |
| CFV455E | 16 KHz | 200 KHz | 6 dB | 1.500 ohm |
| CFV455E10 | 14 KHz | 200 KHz | 6 dB | 1.500 ohm |
| CFV455F | 12 KHz | 200 KHz | 6 dB | 1.500 ohm |
| CFV455G | 8 KHz | 200 KHz | 6 dB | 1.500 ohm |
| CFV455H | 6 KHz | 200 KHz | 6 dB | 1.500 ohm |
| CFV455I | 4 KHz | 200 KHz | 6 dB | 2.000 ohm |

## FILTRI 2 ELEMENTI in serie da 10,7 MHz

E M U

ENTRATA USCITA

Massa

| sigla del filtro | larghezza banda -3 dB | larghezza banda -20 dB | attenuazione sul segnale | impedenza entrata/uscita |
|---|---|---|---|---|
| SFE 10.7M/T | 25 KHz | 160 KHz | 6,5 dB | 330 ohm |
| SFE 10.7M/FP | 20 KHz | 80 KHz | 5 dB | 600 ohm |
| SFE 10.7M/A5 | 280 KHz | 520 KHz | 4-6 dB | 330 ohm |
| SFE 10.7M/S2 | 230 KHz | 420 KHz | 4-6 dB | 330 ohm |
| SFE 10.7M/S3 | 180 KHz | 380 KHz | 5-7 dB | 330 ohm |
| SFE 10.7M/J | 150 KHz | 300 KHz | 5-9 dB | 330 ohm |
| SFE 10.7M/A5A10 | 280 KHz | 480 KHz | 2-3 dB | 330 ohm |
| SFE 10.7M/S2A10 | 230 KHz | 410 KHz | 2-3 dB | 330 ohm |
| SFE 10.7M/S3A10 | 180 KHz | 370 KHz | 2-3 dB | 330 ohm |
| SFE 10.7M/JA10 | 150 KHz | 300 KHz | 2-5 dB | 330 ohm |
| SFE 10.7M/A5C10 | 280 KHz | 540 KHz | 3 dB | 330 ohm |
| SFE 10.7M/S2C10 | 230 KHz | 470 KHz | 3 dB | 330 ohm |
| SFE 10.7M/S3C10 | 180 KHz | 360 KHz | 3,5 dB | 330 ohm |
| SFE 10.7M/JC10 | 150 KHz | 300 KHz | 4,5 dB | 330 ohm |
| SFE 10.7M/HC10 | 110 KHz | 260 KHz | 7,0 dB | 330 ohm |
| SFE 10.7M/X2 | 220 KHz | 560 KHz | 10-12 dB | 330 ohm |
| SFE 10.7M/Z1 | 180 KHz | 460 KHz | 12-14 dB | 330 ohm |
| SFE 10.7M/Z2 | 150 KHz | 420 KHz | 12-14 dB | 330 ohm |
| SFE 10.7M/L | 280 KHz | 610 KHz | 7-9 dB | 330 ohm |
| SFE 10.7M/P3 | 250 KHz | 550 KHz | 8-10 dB | 330 ohm |
| SFE 10.7M/M | 230 KHz | 510 KHz | 9-11 dB | 330 ohm |
| SFE 10.7M/A8 | 280 KHz | 520 KHz | 4-6 dB | 330 ohm |
| SFE 10.7M/S2G | 230 KHz | 420 KHz | 4-7 dB | 330 ohm |
| SFE 10.7M/S3G | 180 KHz | 380 KHz | 5-7 dB | 330 ohm |

## FILTRI 3 ELEMENTI in serie da 10,7 MHz

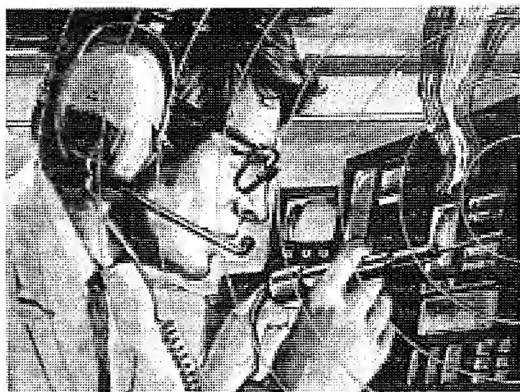
E M U

| sigla del filtro | larghezza banda a 3 dB | larghezza banda -20 dB | attenuazione sul segnale | impedenza entrata/uscita |
|---|---|---|---|---|
| SFT 10.7M/A5 | 280 KHz | 650 KHz | 6 dB | 330 ohm |
| SFT 10.7M/S2 | 230 KHz | 580 KHz | 6 dB | 330 ohm |
| SFT 10.7M/S3 | 180 KHz | 500 KHz | 8 dB | 330 ohm |

## FILTRI 2 ELEMENTI in serie da 4,5 - 5,5 - 6,0 MHz

E M U

| sigla del filtro | larghezza banda a 3 dB | larghezza banda -20 dB | attenuazione sul segnale | impedenza entrata/uscita |
|---|---|---|---|---|
| SFE 4.5M/BF | 20 KHz | 420 KHz | 4-6 dB | 1.000 ohm |
| SFE 5.5M/BF | 150 KHz | 470 KHz | 4-6 dB | 600 ohm |
| SFE 5.5M/C2 | 100 KHz | 370 KHz | 4-8 dB | 600 ohm |
| SFE 5.74M/C2 | 100 KHz | 370 KHz | 4-8 dB | 600 ohm |
| SFE 6.0M/BF | 160 KHz | 500 KHz | 3-6 dB | 470 ohm |
| SFE 6.0M/C | 100 KHz | 380 KHz | 3-6 dB | 600 ohm |
| SFE 6.5M/BF | 160 KHz | 530 KHz | 3-6 dB | 470 ohm |



# CODICI per QSO e FREQUENZE per RADIOAMATORI e CITIZEN-BAND

## ABBREVIAZIONI in CODICE più usate nei QSO

**ADR** = indirizzo
**ANT** = antenna
**BUG** = tasto semiautomatico
**CFM** = conferma
**CQ** = chiamata per collegamento
**CW** = trasmissione in telegrafia
**DX** = QSO intercontinentali
**FM** = modulazione in frequenza
**GND** = massa - terra
**MSG** = messaggio
**NIL** = non ho nulla per te
**NR** = numero
**OB** = giovane amico
**OM** = radioamatore
**OP** = operatore
**OPR** = operatore
**PSE** = per favore
**PWR** = potenza
**QRA** = il nome della mia stazione è ...
**QRB** = la distanza tra me e te è di ...
**QRG** = la mia o la tua esatta frequenza è di ...
**QRH** = la tua frequenza slitta di ...
**QRI** = dimmi com'è la mia nota CW
**QRK** = la mia o tua comprensibilità è ...
**QRL** = sono occupato non interferire
**QRM** = vi sono interferenze radio
**QRN** = vi sono disturbi atmosferici di rete
**QRO** = cerca di aumentare di potenza
**QRP** = trasmettere con bassa potenza
**QRQ** = trasmetti più velocemente
**QRS** = trasmetti più lentamente
**QRT** = fine della trasmissione
**QRU** = hai dei messaggi per me
**QRV** = io sono in ascolto
**QRW** = chiamami sulla frequenza di ...
**QRX** = chiamami nuovamente
**QRY** = dimmi qual è il mio turno
**QRZ** = chi mi chiama sulla frequenza di ...
**QSA** = qual'è la forza del mio segnale ?
**QSB** = il tuo segnale ha del fading
**QSI** = non posso interrompere la trasmissione
**QSK** = fine trasmissione per incomprensibilità
**QSL** = cartolina di conferma di un QSO
**QSM** = ripetere l'ultimo messaggio
**QSN** = mi hai ricevuto sulla frequenza di ...
**QSO** = collegamento radio
**QSR** = ripetere la chiamata
**QSS** = su quale frequenza trasmetterai
**QSV** = trasmetti una serie di V
**QSW** = spostati sulla frequenza di ...
**QSX** = puoi ascoltarmi sulla frequenza di ...
**QSY** = debbo cambiare, o cambia frequenza
**QSZ** = sillaba le parole
**QTH** = la città da cui trasmetto si chiama ...
**QTR** = l'ora esatta GMT è ...
**RF** = radiofrequenza
**RFI** = interferenze RF
**RPT** = ripetere il messaggio
**RTTY** = radioteletype
**RX** = ricevitore
**SSB** = trasmissione in single band
**SSTV** = trasmissione video
**SWR** = onde stazionarie
**LSB** = banda inferiore SSB
**USB** = banda superiore SSB
**TVI** = interferenze TV
**TX** = trasmettitore
**TXT** = test trasmissione
**VFO** = oscillatore variabile
**WX** = tempo meteorologico
**WFAX** = trasmissioni Fax meteo
**RTX** = ricetrasmettitore
**XTAL** = quarzo
**YF** = moglie
**YL** = signora - signorina
**73** = i migliori saluti
**88** = tanti baci

Nota = Le abbreviazioni servono sia come domanda che come risposta.

| BANDA | FREQUENZE RADIOAMATORI |
|---|---|
| 1,8 MHz | 1,830 – 1,840: SOLO CW<br>1,840 – 1,850: CW - FONIA - SSB |
| 3,5 MHz | 3,500 – 3,510: CW - DX<br>3,510 – 3,600: SOLO CW<br>3,600 – 3,700: CW - FONIA - SSB<br>3,700 – 3,730: FAX<br>3,730 – 3,740: SSTV<br>3,740 – 3,775: SSB<br>3,775 – 3,800: DX<br>EMERGENZA CW : 3,532 - 3,560 - 3,582 MHz<br>EMERGENZA SSB : 3,632 - 3,682 MHz |
| 7 MHz | 7,000 – 7,510: CW - DX<br>7,510 – 7,040: SOLO CW<br>7,040 – 7,100: CW - FONIA - SSB<br>EMERGENZA CW : 7,032 - 7,042 MHz<br>EMERGENZA SSB : 7,082 - 7,092 MHz |
| 10 MHz | 10,100 – 10,110: SOLO CW |
| 14 MHz | 14,000 – 14,070: SOLO CW<br>14,070 – 14,089: RTTY<br>14,089 – 14,100: PACKET<br>14,100 – 14,350: CW - FONIA - SSB<br>EMERGENZA CW : 14,032 - 14,082 MHz |
| 18 MHz | 18,068 – 18,100: SOLO CW<br>18,100 – 18,110: RTTY<br>18,110 – 18,168: CW - FONIA - SSB<br>EMERGENZA CW : 18,132 - 18,142 MHz |
| 21 MHz | 21,000 – 21,100: SOLO CW<br>21,100 – 21,120: RTTY<br>21,120 – 21,150: BEACONS<br>21,150 – 21,335: CW - FONIA - SSB<br>21,335 – 21,345: FAX - SSTV<br>21,345 – 21,450<br>EMERGENZA CW : 21,032 - 21,042 - MHz<br>EMERGENZA SSB : 21,232 - 21,282 MHz |
| 24 MHz | 24,090 – 24,920: SOLO CW<br>24,920 – 24,930: RTTY<br>24,930 – 24,990: CW - FONIA - SSB<br>EMERGENZA CW : 24,932 - 24,942 - MHz |
| 28 MHz | 28,000 – 28,190: SOLO CW (20,050 – RTTY – 28,150)<br>28,190 – 28,300: BEACONS<br>28,300 – 28,675<br>28,675 – 28,685: SSTV FAX<br>28,685 – 29,200: CW - FONIA - SSB<br>29,200 – 29,300: PACKET<br>29,300 – 29,550: SATELLITI<br>29,550 – 29,700: FONIA SSB<br>EMERGENZA CW : 28,532 - 28,542 - MHz |
| 50 MHz | 50,151.750 – 50,163.750: SSB - CW<br>NOTA: Tale banda, in Italia, è concessa annualmente su richiesta. |
| 144 MHz | 144,000 – 144,150: SOLO CW<br>144,150 – 144,500: SSB<br>144,500 – 144,845: CW - FONIA - SSB<br>144,845 – 144,990: BEACONS<br>144,990 – 145,200: INP. RPT FM<br>145,200 – 145,575: FM SIMPLEX<br>145,575 – 145,800: OUT. RPT FM<br>145,800 – 146,000: SATELLITI<br>FREQ. CHIAMATA : CW = 144,050 SSB = 144,300 SSTV = 144,500 RTTY = 144,600 - 145,300 FAX = 144,700 ATV = 144,750 MOBILI = 145,550 MHz |
| 432 MHz | 432,000 – 432,150: SOLO CW<br>432,150 – 432,800: CW - FONIA - SSB<br>432,800 – 433,000: BEACONS<br>433,000 – 433,575: FM SIMPLEX<br>433,575 – 434,000: PACKET<br>FREQ. CHIAMATA : SSTV = 432,500 RTTY = 432,600 FAX = 432,700 MHz |
| 435 MHz | 435,000 – 435,175: SATELLITI TERRA/SPAZIO<br>435,175 – 435,400: PACKET<br>435,400 – 436,000: SATELLITI SPAZIO/TERRA<br>436,000 – 438,000: SOLO SATELLITI |

## CANALI FREQUENZE CB

| | |
|---|---|
| 1 | = 26.965 KHz |
| 2 | = 26.975 KHz |
| 3 | = 26.985 KHz |
| 4 | = 27.005 KHz |
| 5 | = 27.015 KHz |
| 6 | = 27.025 KHz |
| 7 | = 27.035 KHz |
| 8 | = 27.055 KHz |
| 9 | = 27.065 KHz |
| 10 | = 27.075 KHz |
| 11 | = 27.085 KHz |
| 12 | = 27.105 KHz |
| 13 | = 27.115 KHz |
| 14 | = 27.125 KHz |
| 15 | = 27.135 KHz |
| 16 | = 27.155 KHz |
| 17 | = 27.165 KHz |
| 18 | = 27.175 KHz |
| 19 | = 27.185 KHz |
| 20 | = 27.205 KHz |
| 21 | = 27.215 KHz |
| 22 | = 27.225 KHz |
| 23 | = 27.235 KHz |
| 24 | = 27.245 KHz |
| 25 | = 27.255 KHz |
| 26 | = 27.265 KHz |
| 27 | = 27.275 KHz |
| 28 | = 27.285 KHz |
| 29 | = 27.295 KHz |
| 30 | = 27.305 KHz |
| 31 | = 27.315 KHz |
| 32 | = 27.325 KHz |
| 33 | = 27.335 KHz |
| 34 | = 27.345 KHz |
| 35 | = 27.355 KHz |
| 36 | = 27.365 KHz |
| 37 | = 27.375 KHz |
| 38 | = 27.385 KHz |
| 39 | = 27.395 KHz |
| 40 | = 27.405 KHz |

## CODICE R.S.T

### R = COMPRENSIBILITÀ SEGNALE

R1 = Incomprensibile
R2 = Si distingue qualche parola
R3 = Comprensibile con difficoltà
R4 = Molto comprensibile
R5 = Totalmente comprensibile

### S = INTENSITÀ SEGNALE

| | | |
|---|---|---|
| S1 | = Segnale percettibile....... | 0,2 microvolt |
| S2 | = Segnale debolissimo .... | 0,4 microvolt |
| S3 | = Segnale debole ............ | 0,8 microvolt |
| S4 | = Segnale accettabile ...... | 1,5 microvolt |
| S5 | = Segnale discreto .......... | 3,0 microvolt |
| S6 | = Segnale buono ............. | 6,0 microvolt |
| S7 | = Segnale ottimo ............. | 12,0 microvolt |
| S8 | = Segnale forte ............... | 25,0 microvolt |
| S9 | = Segnale fortissimo ....... | 50,0 microvolt |

| | |
|---|---|
| S9 + 10 dB ............................. | 0,15 millivolt |
| S9 + 20 dB ............................. | 0,47 millivolt |
| S9 + 30 dB ............................. | 1,50 millivolt |
| S9 + 40 dB ............................. | 4,70 millivolt |
| S9 + 50 dB ............................. | 15,00 millivolt |
| S9 + 60 dB ............................. | 47,00 millivolt |

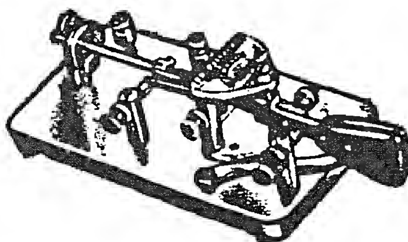
### T = NOTA ACUSTICA CW

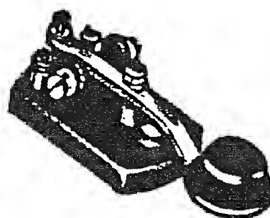
T1 = Nota molto ronzante
T2 = Nota con ronzio AC
T3 = Nota di tono basso
T4 = Nota discreta
T5 = Nota passabile
T6 = Nota buona
T7 = Nota ottima
T8 = Nota quasi perfetta
T9 = Nota perfetta

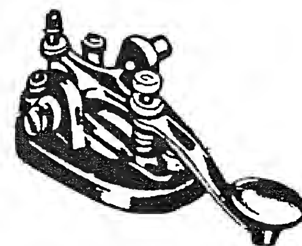


## CODICE FONETICO (Le parole sono scritte così come si pronunciano)

| | | |
|---|---|---|
| A = ALFA | J = JULIET SULIET | S = SIERRA |
| B = BRAVO | K = KILO | T = TANGO |
| C = CIARLI | L = LIMA | U = UNIFORM |
| D = DELTA | M = MAIKE | V = VICTOR |
| E = ECO | N = NOVEMBER | W = WHISKY |
| F = FOXTROT | O = OSCAR | X = ICS-REI |
| G = GOLF | P = PAPA | Y = YENKI |
| H = HOTEL | Q = QUEBEC | Z = ZULU |
| I = INDIA | R = ROMEO | |







| LETTERE NUMERI | CODICE MORSE | SUONO |
|---|---|---|
| A | • — | di DA |
| B | — • • • | DA di di di |
| C | — • — • | DA di DA di |
| D | — • • | DA di di |
| E | • | di |
| F | • • — • | di di DA di |
| G | — — • | DA DA di |
| H | • • • • | di di di di |
| I | • • | di di |
| J | • — — — | di DA DA DA |
| K | — • — | DA di DA |
| L | • — • • | di DA di |
| M | — — | DA DA |
| N | — • | DA di |
| O | — — — | DA DA DA |
| P | • — — • | di DA DA di |
| Q | — — • — | DA DA di DA |
| R | • — • | di DA di |
| S | • • • | di di di |
| T | — | DA |
| U | • • — | di di DA |
| V | • • • — | di di di DA |
| W | • — — | di DA DA |
| X | — • • — | DA di di DA |
| Y | — • — — | DA di DA DA |
| Z | — — • • | DA DA di di |
| 1 | • — — — — | di DA DA DA DA |
| 2 | • • — — — | di di DA DA DA |
| 3 | • • • — — | di di di DA DA |
| 4 | • • • • — | di di di di DA |
| 5 | • • • • • | di di di di di |
| 6 | — • • • • | DA di di di di |
| 7 | — — • • • | DA DA di di di |
| 8 | — — — • • | DA DA DA di di |
| 9 | — — — — • | DA DA DA DA di |
| 0 | — — — — — | DA DA DA DA DA |
| — | — • • • • — | DA di di di di DA |
| / | — • • — • | DA di di DA di |
| = | — • • • — | DA di di di DA |
| . | — • — • — • | DA di DA di DA di |
| : | — — — • • • | DA DA DA di di di |
| ? | • • — — • • | di di DA DA di di |
| FINE | • — • — | di DA di DA |
| ERRORE | • • • • • • • • • | di di di di di di di |

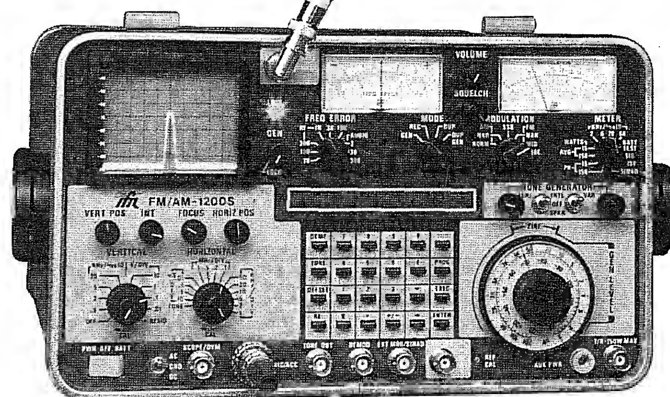
| PREFISSI ITALIANI ORDINARI | |
|---|---|
| Liguria | I1 - IK1 |
| Piemonte | I1 - IK1 |
| Valle d'Aosta | IX1 |
| Lombardia | I2 - IK2 |
| Veneto | I3 - IK3 |
| Trentino Alto Adige | IN3 |
| Friuli Venezia Giulia | IV3 |
| Emilia Romagna | I4 - IK4 |
| Toscana | I5 - IK5 |
| Isole toscane | IA5 |
| Marche | I6 - IK6 |
| Abruzzo | I6 - IK6 |
| Puglia | I7 - IK7 |
| Basilicata (pr.Matera) | I7 - IK7 |
| Basilicata (pr.Potenza) | I8 - IK8 |
| Campania | I8 - IK8 |
| Isole campane | IC8 |
| Calabria | I8 - IK8 |
| Molise | I8 - IK8 |
| Sicilia | IT9 |
| Sardegna | IS0 |
| Isole sarde | IM0 |
| Lazio | I0 - IK0 |
| Umbria | I0 - IK0 |

| PREFISSI ITALIANI SPECIALI | |
|---|---|
| Piemonte e Valle d'Aosta | IW1AA - IW1OZZ |
| Liguria | IW1PA - IW1ZZZ |
| Lombardia | IW2AA - IW2ZZZ |
| Veneto | IW3EA - IW3PZZ |
| Trentino Alto Adige | IW3AA - IW3DZZ |
| Friuli Venezia Giulia | IW3QA - IW3ZZZ |
| Emilia Romagna | IW4AA - IW4ZZZ |
| Toscana | IW5AA - IW5ZZZ |
| Marche | IW6AA - IW6LZZ |
| Abruzzo | IW6MA - IW6ZZZ |
| Puglia | IW7AA - IW7XZZ |
| Basilicata (pr.Matera) | IW7YA - IW7ZZZ |
| Basilicata (pr.Potenza) | IW8ZA - IW8ZZZ |
| Campania | IW8AA - IW8OZZ |
| Calabria | IW8PA - IW8WZZ |
| Molise | IW8XA - IW8YZZ |
| Sicilia | IW9AA - IW9ZZZ |
| Sardegna | IW0UA - IW0ZZZ |
| Lazio | IW0AA - IW0PZZ |
| Umbria | IW0QA - IW0TZZ |

| CANALI TV | CANALE | FREQUENZA MHz | VIDEO MHz | AUDIO MHz |
|---|---|---|---|---|
| BANDA VHF | A | 52- 59 | 53,75 | 59,25 |
| | B | 61- 68 | 62,25 | 67,75 |
| | C | 81- 88 | 82,25 | 87,75 |
| | D | 174-181 | 175,25 | 180,75 |
| | E | 182-189 | 183,75 | 189,25 |
| | F | 191-198 | 192,25 | 197,75 |
| | G | 200-207 | 201,25 | 206,75 |
| | H | 209-216 | 210,25 | 215,75 |
| | H1 | 216-223 | 217,25 | 222,75 |
| | H2 | 223-230 | 224,25 | 229,75 |
| BANDA 4° UHF | 21 | 470-478 | 471,25 | 476,75 |
| | 22 | 478-486 | 479,25 | 484,75 |
| | 23 | 486-494 | 487,25 | 492,75 |
| | 24 | 494-502 | 495,25 | 500,75 |
| | 25 | 502-510 | 503,25 | 508,75 |
| | 26 | 510-518 | 511,25 | 516,75 |
| | 27 | 518-526 | 519,25 | 524,75 |
| | 28 | 526-534 | 527,25 | 532,75 |
| | 29 | 534-542 | 535,25 | 540,75 |
| | 30 | 542-550 | 543,25 | 548,75 |
| | 31 | 550-558 | 551,25 | 556,75 |
| | 32 | 558-566 | 559,25 | 564,75 |
| | 33 | 566-574 | 567,25 | 572,75 |
| | 34 | 574-582 | 575,25 | 580,75 |
| | 35 | 582-590 | 583,25 | 588,75 |
| | 36 | 590-598 | 591,25 | 596,75 |
| | 37 | 598-606 | 599,25 | 604,75 |
| BANDA 5° UHF | 38 | 606-614 | 607,25 | 612,75 |
| | 39 | 614-622 | 615,25 | 620,75 |
| | 40 | 622-630 | 623,25 | 628,75 |
| | 41 | 630-638 | 631,25 | 636,75 |
| | 42 | 638-646 | 639,25 | 644,75 |
| | 43 | 646-654 | 647,25 | 652,75 |
| | 44 | 654-662 | 655,25 | 660,75 |
| | 45 | 662-670 | 663,25 | 668,75 |
| | 46 | 670-678 | 671,25 | 676,75 |
| | 47 | 678-686 | 679,25 | 684,75 |
| | 48 | 686-694 | 687,25 | 692,75 |
| | 49 | 694-702 | 695,25 | 700,75 |
| | 50 | 702-710 | 703,25 | 708,75 |
| | 51 | 710-718 | 711,25 | 716,75 |
| | 52 | 718-726 | 719,25 | 724,75 |
| | 53 | 726-734 | 727,25 | 732,75 |
| | 54 | 734-742 | 735,25 | 740,75 |
| | 55 | 742-750 | 743,25 | 748,75 |
| | 56 | 750-758 | 751,25 | 756,75 |
| | 57 | 758-766 | 759,25 | 764,75 |
| | 58 | 766-774 | 767,25 | 772,75 |
| | 59 | 774-782 | 775,25 | 780,75 |
| | 60 | 782-790 | 783,25 | 788,75 |
| | 61 | 790-798 | 791,25 | 796,75 |
| | 62 | 798-806 | 799,25 | 804,75 |
| | 63 | 806-814 | 807,25 | 812,75 |
| | 64 | 814-822 | 815,25 | 820,75 |
| | 65 | 822-830 | 823,25 | 828,75 |
| | 66 | 830-838 | 831,25 | 836,75 |
| | 67 | 838-846 | 839,25 | 844,75 |
| | 68 | 846-854 | 847,25 | 852,75 |
| | 69 | 854-862 | 855,25 | 860,75 |

# LA SINTESI di FREQUENZA PHASE-LOCKED-LOOP PLL






I circuiti oscillatori **Phase-Locked-Loop**, più comunemente conosciuti con la sigla **PLL**, vengono impiegati nei ricevitori e nei trasmettitori per generare un'infinità di **frequenze** stabili quanto quelle fornite da un oscillatore **quarzato**, ma senza utilizzare alcun quarzo.

In pratica un **quarzo** verrà sempre utilizzato, ma avrà una frequenza ben **diversa** da quella che dovrà essere generata, perchè servirà solo per avere una **frequenza di riferimento**.

Per comprendere come funziona un circuito **PLL**, dobbiamo preventivamente descrivere, anche se brevemente:

- **DIODI VARICAP**
- **OR ESCLUSIVO**
- **COMPARAZIONE di FASE**

## I DIODI VARICAP in un OSCILLATORE

Tutti voi già saprete che, variando la tensione ai capi di un **diodo varicap**, è possibile modificare la sua **capacità** interna.

Se al diodo varicap non viene applicata **nessuna** tensione, questo presenterà la sua **MASSIMA** capacità.

Se al diodo varicap viene applicata una tensione **positiva**, la sua capacità scenderà verso il suo valore **MINIMO**.

Ammesso di scegliere un diodo varicap che presenti una capacità di **15 picoFarad**, in via teorica si potrebbe trascrivere questa tabella:

**TABELLA N.1**

| VOLT | CAPACITÀ |
|---|---|
| 0,0 volt | = 15,0 pF |
| 0,5 volt | = 13,9 pF |
| 1,0 volt | = 12,8 pF |
| 1,5 volt | = 11,7 pF |
| 2,0 volt | = 10,6 pF |
| 2,5 volt | = 9,5 pF |
| 3,0 volt | = 8,4 pF |
| 3,5 volt | = 7,3 pF |
| 4,0 volt | = 6,2 pF |
| 4,5 volt | = 5,1 pF |
| 5,0 volt | = 4,0 pF |

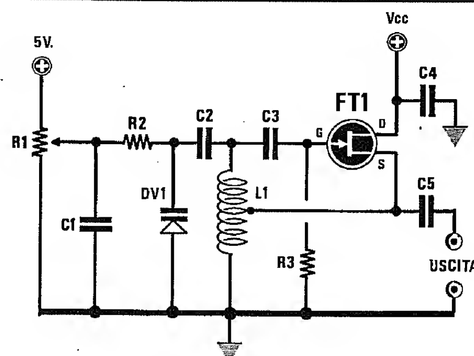



**Fig.1 Oscillatore con diodo varicap.**

**R1 = 100.000 ohm trimmer**
**R2 = 47.000 ohm 1/4 watt**
**R3 = 100.000 ohm 1/4 watt**
**C1-C3 = 1.000 pF ceramico**
**C2 = 220 pF ceramico**
**C4 = 100.000 pF ceramico**
**C5 = 100 pF ceramico**
**L1 = bobina oscillatrice**
**DV1 = diodo varicap**
**FT1 = fet**

Se questo diodo varicap venisse collegato in parallelo alla bobina di uno stadio oscillatore (vedi fig.1), che con una capacità di **15 pF** generasse una frequenza di **80 MHz**, aumentando la tensione su **DV1** la frequenza generata salirebbe all'incirca come visibile nella **Tabella n.2**.

**TABELLA N.2**

| | | | |
|---|---|---|---|
| 0,0 volt = | 15,0 pF | frequenza | 80 MHz |
| 0,5 volt = | 13,9 pF | frequenza | 83 MHz |
| 1,0 volt = | 12,8 pF | frequenza | 86 MHz |
| 1,5 volt = | 11,7 pF | frequenza | 90 MHz |
| 2,0 volt = | 10,6 pF | frequenza | 95 MHz |
| 2,5 volt = | 9,5 pF | frequenza | 100 MHz |
| 3,0 volt = | 8,4 pF | frequenza | 106 MHz |
| 3,5 volt = | 7,3 pF | frequenza | 114 MHz |
| 4,0 volt = | 6,2 pF | frequenza | 123 MHz |
| 4,5 volt = | 5,1 pF | frequenza | 136 MHz |
| 5,0 volt = | 4,0 pF | frequenza | 154 MHz |

Quindi, ruotando il cursore del potenziometro **R1** da un estremo all'altro, in uscita si otterrà una frequenza che potrà variare da un minimo di **80 MHz** fino ad un massimo di **154 MHz**.

## La PORTA logica OR ESCLUSIVO

In un circuito **PLL** si utilizza una **porta logica** chiamata **OR esclusivo** per controllare se la frequenza del **quarzo** risulta identica a quella generata da un **VFO**.

Applicando sugli ingressi due frequenze ad **onda quadra**, che chiameremo **F1** ed **F2**, sarà possibile dedurre dal **livello logico** che verrà prelevato dalla sua **uscita**, se queste sono in **fase**.

Guardando la **Tavola della Verità** di un **OR esclusivo** (Tabella n.3), scoprirete che sulla sua **uscita** risulterà presente una **condizione logica 0**, vale a dire **nessuna tensione**, solo quando le due frequenze **F1-F2** applicate sugli **ingressi** risultano perfettamente identiche ed in fase (vedi fig.2).

Se una delle due frequenze risulterà sfasata, in **uscita** si otterranno delle **onde quadre** il cui **duty-cycle** varierà in rapporto a tale sfasamento (vedi fig.3 e fig.4).

**TABELLA N.3**

| TAVOLA OR ESCLUSIVO | | |
|---|---|---|
| ENTRATE | | USCITA |
| 0 | 0 | 0 |
| 1 | 0 | 1 |
| 0 | 1 | 1 |
| 1 | 1 | 0 |

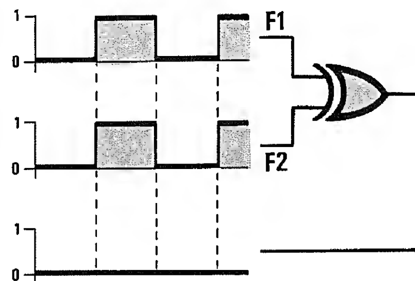



**Fig.2 Applicando sugli ingressi di un OR/Ex due identiche frequenze perfettamente in fase, sull'uscita otterrete un "livello logico 0". Nella Tabella n.3 potete vedere che 0-0 o 1-1 danno sempre 0.**

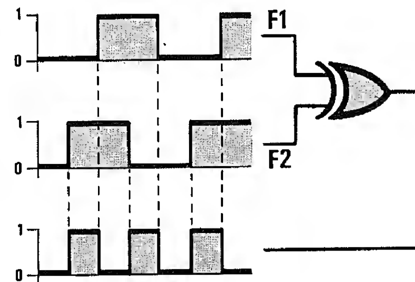



**Fig.3 Applicando sugli ingressi di un OR/Ex due frequenze identiche ma sfasate tra loro, sulla sua uscita otterrete delle onde quadre il cui duty-cycle varierà in rapporto a tale sfasamento.**

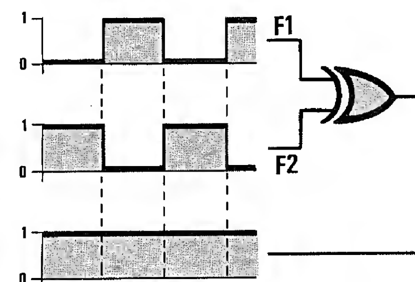
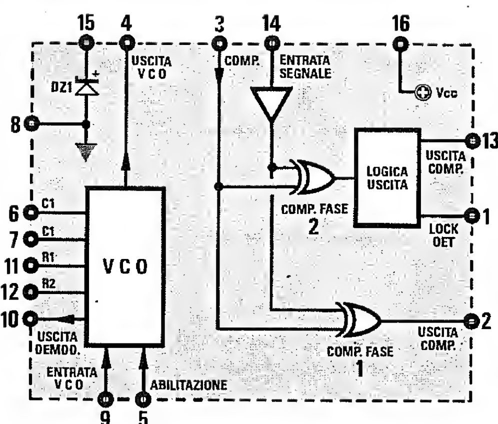


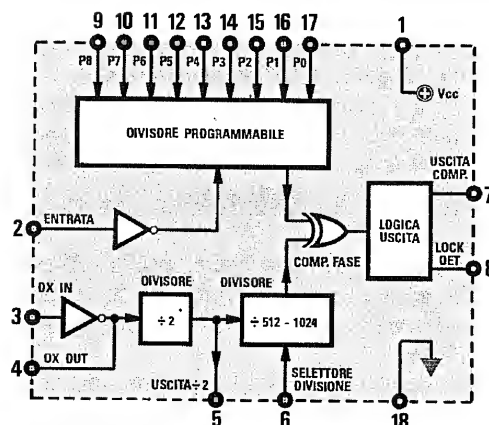

**Fig.4 Applicando sugli ingressi di un OR/Ex due identiche frequenze ma in opposizione di fase, sull'uscita otterrete un "livello logico 1". Nella Tabella n.3 potete vedere che 0-1 o 1-0 danno sempre 1.**



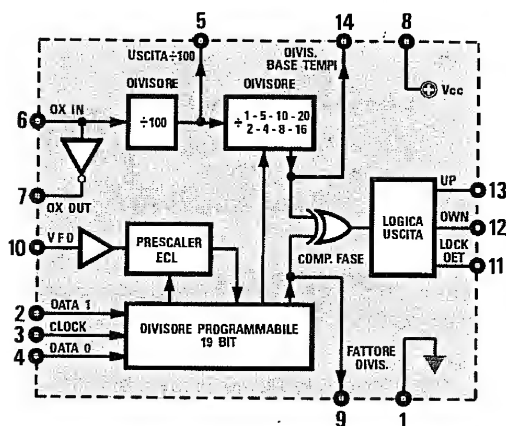

CD4046

Fig.5/A Schema interno dell'integrato PLL siglato CD.4046. Questo integrato dispone di un VCO che può essere utilizzato per realizzare un oscillatore a resistenza/capacità. Disponendo di una frequenza esterna, questa andrà applicata sul piedino 14 (vedi schemi di figg.35-36).

Fig.5/B Schema interno dell'integrato PLL siglato MC.145106. La frequenza del quarzo di riferimento applicato sui piedini 3-4, può essere divisa x512 o x1.024 tramite il piedino 6 (vedi fig.37). I piedini da 9 a 17 vengono utilizzati per variare il fattore di divisione del VFO.




MC145106




NJ88C30

Fig.5/C Schema interno dell'integrato PLL siglato NJ88C30. Questo PLL, che richiede una programmazione di tipo "seriale", funziona solo se gestito da un microprocessore esterno. In fig.27, osservate come questo integrato potrebbe essere collegato ad un VFO.

Poichè la tensione presente sull'uscita dell'**OR esclusivo** viene utilizzata per polarizzare i **diodi varicap** posti nello stadio oscillatore, è intuitivo che se le onde dell'**OR** esclusivo sono in **fase**, dalla sua uscita non uscirà **nessuna tensione** (vedi fig.2) e i diodi presenteranno la loro **massima capacità**.

Nel caso dell'esempio riportato nella **Tabella n.2** il **VFO** risulterebbe sintonizzato sulla frequenza di **80 MHz**.

Se sui due ingressi dell'**OR esclusivo** applicherete due **frequenze** sfasate di **180 gradi** (vedi fig.4), in uscita otterrete un **livello logico 1**, cioè una tensione **positiva** di **5 volt**.

Applicando una tensione **positiva** di **5 volt** sui **diodi varicap**, questi presenteranno **la** loro **minima capacità**, quindi nel caso dell'esempio riportato nella **Tabella n.2**, il **VFO** risulterà sintonizzato sulla frequenza di **154 MHz**.

## COMPARAZIONE DI FASE

Per **comparare la fase** dei due segnali ad **onda quadra** applicati sugli ingressi dell'**OR esclusivo**, occorrono altri stadi supplementari, quindi all'interno di un **integrato PLL** oltre all'**OR esclusivo** sono presenti un circuito che indicherà, tramite un **diodo led**, quando la frequenza del **VFO** è perfettamente identica a quella generata dal **quarzo di riferimento**, uno stadio **oscillatore** utilizzato per far oscillare il **quarzo** che dovrà fornire **la frequenza di riferimento** e, talora, anche degli **stadi divisori** per dividere **la** frequenza del **quarzo di riferimento** (vedi fig.5B-5C).

Come potete vedere in fig.6, dove abbiamo raffigurato un circuito **PLL** molto semplificato, su uno dei due ingressi dell'**OR esclusivo** viene applicata la frequenza ad **onda quadra** generata da un **quarzo** da **1 MHz**, che sarà in questo caso la nostra **frequenza di riferimento** e sull'opposto ingresso viene applicata la frequenza del **VFO** trasformata in **onda quadra** e divisa dagli stadi digitali, in modo da ottenere una **frequenza identica** a quella di **riferimento**, cioè **1 MHz**.

Pertanto, se avete un **VFO** che genera una frequenza di **80 MHz**, la dovrete dividere **x80**, se invece avete un **VFO** che genera una frequenza di **100 MHz**, la dovrete dividere **x100**, in modo da ottenere sempre **1 MHz**.

Così divisa, la frequenza del **VFO** verrà comparata dall'**OR esclusivo**.

Per comprendere più velocemente come il **comparatore di fase** riesca a correggere gli **slittamenti di frequenza** del **VFO**, prenderemo come esempio un segnale d'uscita con un **duty-cycle** pari ad un **50%**, vale a dire che i tempi dei **livelli logici 1** e **0** delle onde quadre presenti in uscita risultano perfettamente identici (vedi fig.7).

In queste condizioni il **condensatore C1** presente sull'uscita dell'**OR esclusivo** si caricherà con una tensione pari al 50% del **livello logico 1**, cioè dei **5 volt**, vale a dire:

**(5 : 100) x 50 = 2,5 volt**

Consultando la **Tabella n.2** noterete che, applicando una tensione di **2,5 volt** sui **diodi varicap**, sull'uscita del **VFO** di fig.1 otterrete una frequenza di **100 MHz**.

Quando il **PLL** avrà **agganciato** la frequenza del **VFO**, vale a dire quando rileverà che le due frequenze applicate sugli ingressi risultano perfettamente **identiche**, lo indicherà accendendo un **diodo led**

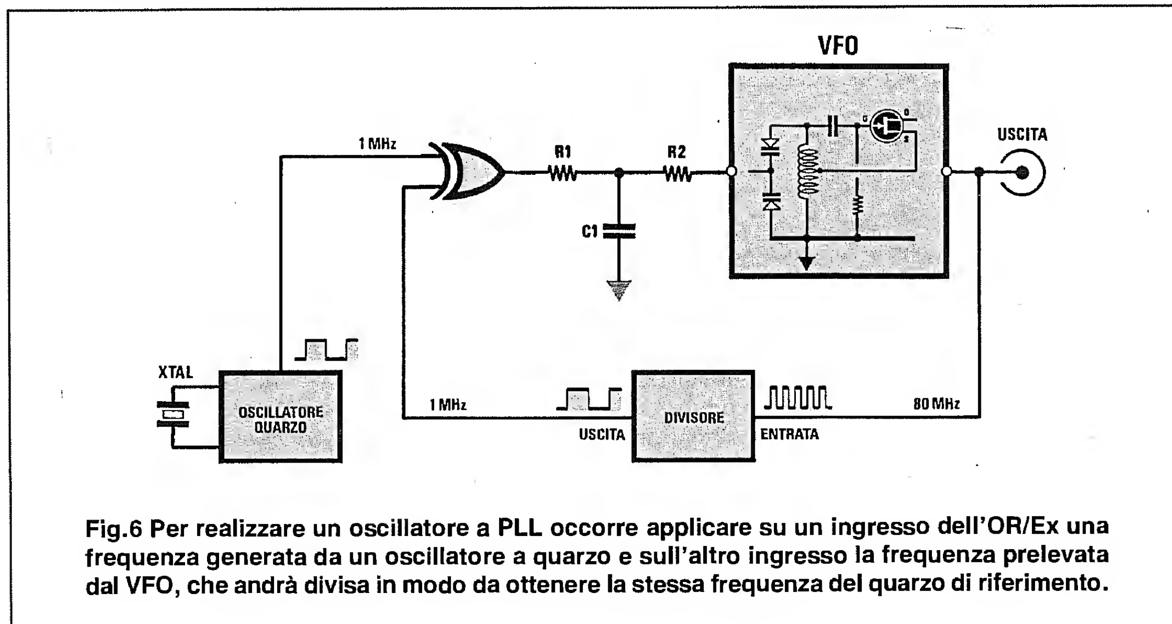



**Fig.6 Per realizzare un oscillatore a PLL occorre applicare su un ingresso dell'OR/Ex una frequenza generata da un oscillatore a quarzo e sull'altro ingresso la frequenza prelevata dal VFO, che andrà divisa in modo da ottenere la stessa frequenza del quarzo di riferimento.**

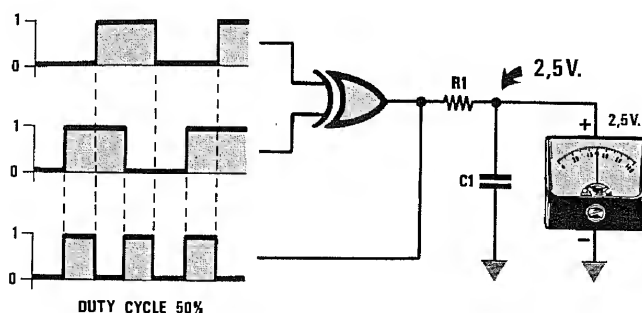



**Fig.7 Applicando sugli ingressi dell'OR/Ex due identiche frequenze sfasate in modo da ottenere in uscita un duty-cycle del 50%, il condensatore C1 applicato sulla sua uscita si caricherà con una tensione continua pari alla "metà" della tensione di alimentazione, cioè 2,5 volt.**

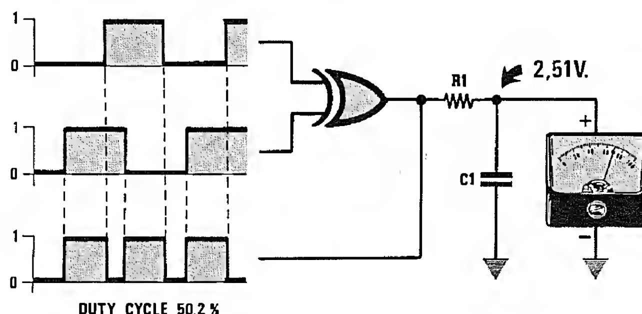



**Fig.8 Se la frequenza del VFO dovesse "scendere", sull'uscita dell'OR/Ex otterrete delle onde quadre più "larghe" che, aumentando il valore della tensione ai capi del condensatore C1 e sui diodi varicap ad esso collegati, farà aumentare la frequenza del VFO.**

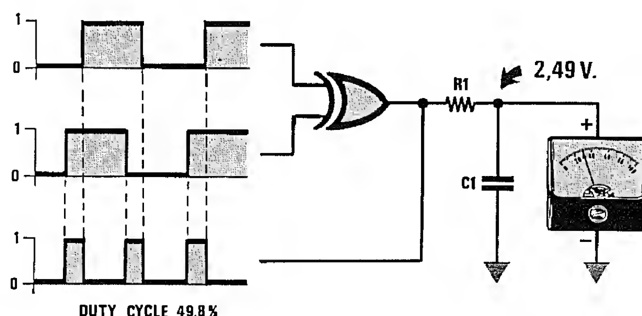



**Fig.9 Se la frequenza del VFO dovesse "salire", sull'uscita dell'OR/Ex otterrete delle onde quadre più "strette" che, riducendo il valore della tensione ai capi del condensatore C1 e sui diodi varicap ad esso collegati, farà scendere la frequenza del VFO.**



(vi è un piedino che fornisce una tensione **positiva** per accenderlo) e da questo istante potrete avere la certezza che questa frequenza **rimarrà** perfettamente **stabile**.

Se la frequenza generata dal **VFO** dovesse salire o scendere anche di poche **decine di Hertz**, il **PLL** istantaneamente aumenterebbe o ridurrebbe la tensione sui diodi varicap, in modo da riportarla sul valore prefissato.

Ad esempio, se la frequenza del **VFO** dovesse per un qualsiasi motivo **scendere** da **100 MHz**, pari a **100.000.000 Hz**, a **99.999.990 Hz**, questa frequenza **divisa x100** darebbe **999.999,9 Hz**, cioè un valore **inferiore** rispetto alla frequenza di riferimento di **1.000.000 Hz** (1 MHz) applicata sull'opposto piedino.

L'**OR esclusivo**, comparando queste due diverse frequenze, modificherà il **duty-cycle** dell'onda quadra di uscita (vedi fig.8) con dei **livelli logici 0** più **stretti** rispetto ai **livelli logici 1**.

Ammesso che questa differenza risulti del **50,2%**, il condensatore **C1** si caricherà con una tensione **positiva** di:

**(5 : 100) x 50,2 = 2,51 volt**

Aumentando la tensione **positiva** sui **diodi varicap**, la frequenza inizierà a **salire** e si fermerà solo quando dal **VFO** usciranno esattamente

**100.000.000 Hz**, cioè **100 MHz**.

Se la frequenza del **VFO** dovesse invece **salire**, cioè se da **100 MHz**, pari a **100.000.000 Hz**, dovesse passare a **100.000.010 Hz**, questa frequenza **divisa x100** darebbe **1.000.000,1 Hz**, cioè un valore **superiore** rispetto alla frequenza di riferimento di **1.000.000 Hz** (1 MHz) applicata sull'opposto piedino.

L'**OR esclusivo** comparando queste due diverse frequenze, modificherà il **duty-cycle** dell'onda quadra di uscita (vedi fig.9) con dei **livelli logici 0** più **larghi** rispetto ai **livelli logici 1** e, ammesso che questa differenza risulti del **49,8%**, il condensatore **C1** si caricherà con una tensione **positiva** di:

**(5 : 100) x 49,8 = 2,49 volt**

Riducendo la tensione **positiva** sui **diodi varicap**, la frequenza inizierà a **scendere** e si fermerà solo quando dal **VFO** usciranno esattamente **100.000.000 Hz**.

## L'ESEMPIO BILANCIA

Per farvi comprendere più velocemente come funziona un **PLL**, paragoneremo questo circuito ad una **bilancia** con dei **pesi** (vedi fig.10).

Supponiamo che sul piatto di sinistra venga appoggiato un recipiente che riempiremo d'acqua fino ad ottenere un **peso** equivalente alla **frequenza** del quarzo di **riferimento** e che sul piatto di destra venga appoggiato un secondo recipiente nel quale il **PLL** verserà dell'acqua, fino ad ottenere un **peso** equivalente al recipiente di sinistra (vedi fig.11).

A questo punto, se nel recipiente di sinistra metteremo **100 grammi** di **acqua** corrispondenti ad una frequenza di **100 MHz** ed utilizzeremo il **PLL** per aprire un **rubinetto** posto sul recipiente di destra (quest'acqua sarebbe la tensione di **carica** del condensatore **C1** che alimenterà i **diodi varicap** del **VFO** descritto in fig.6), si verificherà quanto segue:

- Quando la quantità d'acqua versata nel recipiente di destra sarà **equivalente** a quella presente nel recipiente di sinistra, pari cioè a **100 grammi**, la lancetta della bilancia si porterà esattamente al **centro scala** (vedi fig.12).

- Raggiunto il **centro scala**, equivalente al punto di **equilibrio**, il **PLL** chiuderà il **rubinetto** ed accenderà la lampadina per indicarci che i due **pesi** risultano perfettamente identici.

-Raggiunta questa condizione il **PLL** controllerà istante per istante che nel recipiente di destra l'acqua non scenda o non salga (questa variazione del **peso** equivale alla **instabilità** dell'oscillatore **VFO**).

- Se il **PLL** rileva che nel recipiente di destra l'acqua è leggermente **evaporata** scendendo a **99,9 grammi**, verserà in tale recipiente le poche **gocce mancanti** (vedi fig.13).

Se, al contrario, l'acqua del recipiente di destra è leggermente **aumentata**, ad esempio sui **100,1 grammi**, perchè il rubinetto ha lasciato cadere qualche **goccia** in più, il **PLL** provvederà a toglierla tramite un contagocce in modo da riportarla a **100 grammi** (vedi fig.14).

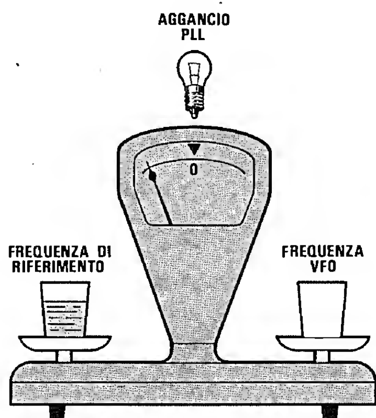



**Fig.10 Per farvi capire come funziona un PLL lo abbiamo paragonato ad una bilancia il cui recipiente di sinistra corrisponda al "peso" generato dalla frequenza del QUARZO, mentre il recipiente di destra al "peso" della frequenza generata dal VFO.**

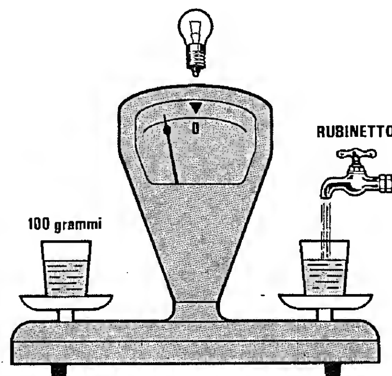



**Fig.11 Per equilibrare i due "pesi" bisognerà versare lentamente nel recipiente di destra (frequenza generata dal VFO) una quantità di acqua equivalente a quella presente nel recipiente di sinistra, cioè a quella generata dal quarzo.**

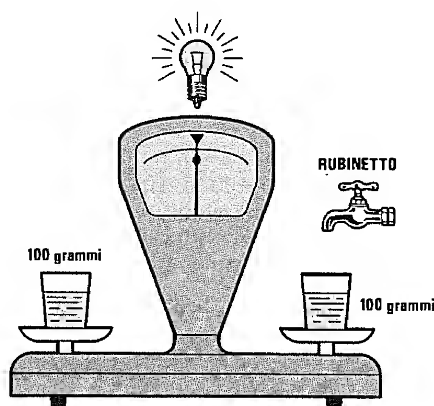



**Fig.12 Quando i due pesi saranno equivalenti, si accenderà la lampada di "aggancio" ed il rubinetto si chiuderà automaticamente.**

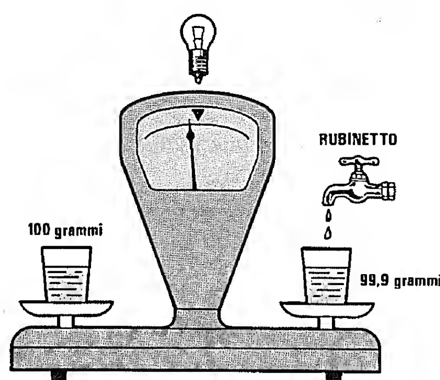



**Fig.13 Se il PLL rileva che nel recipiente di destra l'acqua è evaporata, farà scendere qualche goccia per riequilibrare il peso.**

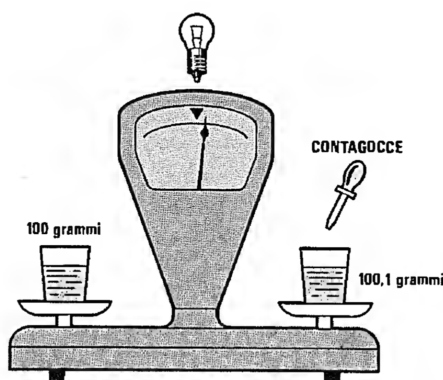



**Fig.14 Se il PLL rileva che l'acqua è aumentata, ne preleverà poche gocce per riportare la bilancia in equilibrio (vedi fig.12).**

In un **VFO** pilotato da un **PLL** si ha un analogo funzionamento, con la sola differenza che le gocce d'**acqua** saranno nel nostro caso la **tensione di carica** del **condensatore C1** (vedi fig.6) utilizzata per alimentare i **diodi varicap**.

Non appena alimenteremo un **VFO**, il **PLL** provvederà a caricare velocemente il **condensatore C1**, fino a quando dal **VFO** non uscirà una **frequenza** identica a quella del **quarzo di riferimento**.

Raggiunta questa condizione, il **PLL** accenderà il diodo led di **aggancio** e non invierà più alcuna tensione al **condensatore C1** avendo già raggiunto il peso richiesto per un perfetto **bilanciamento**.

Da questo istante il **PLL** provvederà a tenere sotto controllo la frequenza generata dal **VFO** e se questa dovesse leggermente **salire** o **scendere** provvederà a correggerla, diminuendo o aumentando di pochi **millivolt** la **tensione** sui diodi varicap per correggere ogni imprevista **variazione** di frequenza.

## IL filtro PASSA/BASSO o LOOP FILTER

L'uscita del **PLL** viene sempre collegata ai **diodi varicap** del **VFO** tramite un **filtro Passa/Basso** chiamato universalmente **Loop Filter**, composto normalmente da **4 resistenze** e da **2 condensatori** (vedi fig.15).

Anche se esistono delle formule per calcolare questo **filtro**, possiamo assicurarvi che, oltre ad essere molto **complesse**, forniscono dei valori che all'atto **pratico** bisogna sempre **modificare** se si desidera far funzionare correttamente il **PLL**.

Dopo anni di pratica possiamo confermarvi che i valori più idonei per far funzionare qualsiasi **PLL** sono i seguenti:

**R1 = 22.000 ohm**
**R2 = 2.200 ohm**
**R3 = 22.000 ohm**
**R4 = 47.000 ohm**
**C1 = 2 microFarad (vedi nota)**
**C2 = 1.000 picoFarad**

**Nota** = Per certe applicazioni, il condensatore **C1** può essere elevato anche a **3 - 4 - 5** o più **microFarad**.

Tenete comunque presenti queste principali regole:

- Se si **aumenta** di troppo la capacità del condensatore **C1**, il PLL risulta più **lento** nell'agganciare la frequenza del **VFO** e questo può renderlo **instabile**.

- Se si **riduce** di troppo il valore ohmico delle resistenze **R1-R2-R3**, l'aggancio di frequenza risulta

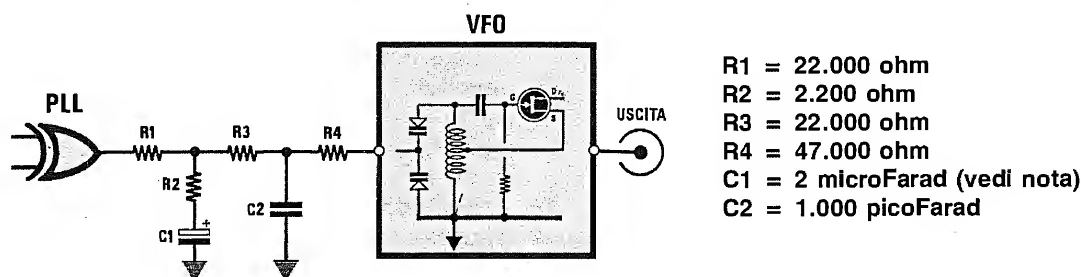



**Fig.15 Per ottenere una tensione continua perfettamente livellata per pilotare i diodi varicap presenti nel VFO, sarà necessario applicare sull'uscita dell'OR/Ex un filtro Passa/Basso, chiamato anche Loop Filter, composto da 4 resistenze e 2 condensatori.**

più **veloce**, ma il PLL potrebbe avere delle difficoltà nell'agganciare le frequenze più **alte** del **VFO**.

Se non disponete di un **Analizzatore di Spettro** per controllare come si comporta il **PLL** che avete realizzato, usate i valori da noi consigliati e vedrete che funzionerà senza alcun problema, comunque potrete apportare sempre delle piccole variazioni.

Potrete **aumentare** la capacità di **C1** da **2** a **4-5 microFarad** verificando se il tempo di **aggancio** è ancora accettabile.

Aumentare la capacità di **C1** potrebbe risultare necessario se il **VFO** viene modulato in **FM**.

Il valore di **R2** (vedi figg.15-16) potrebbe anche essere ridotto sperimentalmente a **1.800 ohm** (diventa più veloce il tempo di aggancio) o aumentato a **2.700 ohm** (diventa più lento il tempo di aggancio).

Così, sempre in via sperimentale, si potrebbe aumentare il valore della resistenza **R4** sui **56.000 - 68.000 ohm**.

Il condensatore **ceramico** siglato **C2** da **1.000 pF** inserito tra la resistenza **R3** e la **R4**, serve per scaricare a **massa** eventuali residui di **RF**, quindi questa capacità può essere aumentata fino ad un massimo di **2.200 pF**.

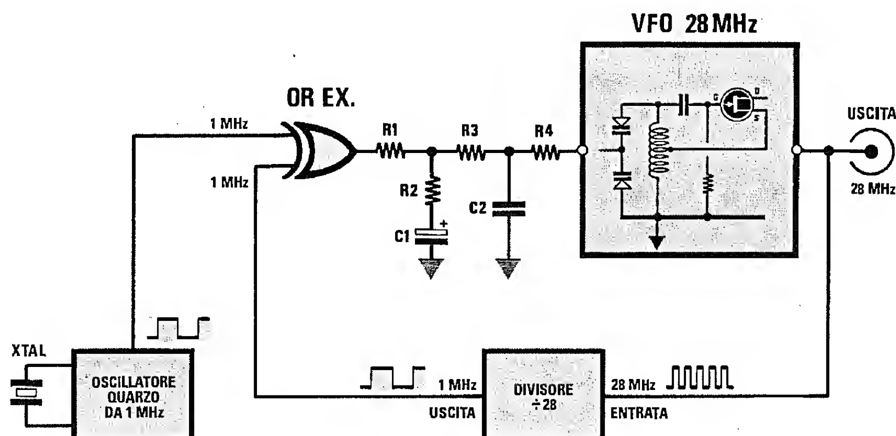



**Fig.16 Se si volesse realizzare in via teorica un VFO sui 28 MHz gestito da un PLL, si potrebbe applicare su un ingresso dell'OR/Ex una frequenza da 1 MHz generata da un oscillatore quarzato e sull'altro ingresso la frequenza del VFO divisa x28, in modo da ottenere una frequenza identica a quella del quarzo di riferimento, cioè 1 Megahertz.**

## I DIVISORI DI FREQUENZA

Come già sapete, in un circuito **PLL** è necessario applicare sugli ingressi dell'**OR esclusivo** due identiche **frequenze**:

**F1** = generata dal **quarzo** di **riferimento**
**F2** = generata dal **VFO**

Poichè la frequenza del **VFO** è sempre maggiore rispetto alla frequenza del **quarzo di riferimento** che lavora su pochi **MHz**, dovrete **dividere** la **F2** per un certo numero di volte, in modo da ottenere una **frequenza** identica alla **F1** di **riferimento.**

In fig.16 presentiamo uno schema a blocchi **teorico** di un circuito **PLL** completo, con un **VFO** in grado di generare una frequenza di **28 MHz**.

Vi ricordiamo che la **bobina del VFO** deve avere un numero di spire idoneo per sintonizzarsi sulla frequenza richiesta, applicando sui **diodi varicap** una tensione compresa tra **1-4 volt**.

Se con una tensione di **1-4 volt** il **VFO** dovesse sintonizzarsi su frequenze maggiori, ad esempio **30-40 MHz**, oppure su frequenze minori, ad esempio **10-25 MHz,** non riuscireste mai ad ottenere in uscita una frequenza di **28 MHz** anche se il **PLL** funziona correttamente.

Infatti, sull'uscita dell'**OR esclusivo** è possibile ottenere una tensione che da **0 volt** può raggiungere un massimo di **5 volt**, quindi il **VFO** deve essere in grado di oscillare sulla frequenza desiderata con questi valori di **tensione**, diversamente, non si riuscirebbe mai a **sintonizzarlo.**

Se la capacità dei **diodi varicap** risultasse insufficiente, è possibile applicare in parallelo alla bobina un piccolo **compensatore** (vedi fig.17), tarandolo in modo da ottenere i **28 MHz** con una tensione di **2,5 volt**.

Se la bobina fosse provvista di un **nucleo ferromagnetico** (vedi fig.18), bisognerebbe ruotarlo sempre per ottenere una frequenza di **28 MHz** quando sui **diodi varicap** sarà presente una tensione di **2,5 volt.**

Ammesso che per questo **VFO**, che deve fornire una frequenza di **28 MHz**, venga utilizzata una frequenza di riferimento da **1 MHz** (quella generata dal quarzo), sull'opposto ingresso dell'**OR esclusivo** dovrete applicare necessariamente **1 MHz** e poichè il **VFO** oscilla sui **28 MHz**, per ottenerla dovrete **dividerla** per **28** con uno **stadio divisore** (vedi fig.16).

Per conoscere per quale numero dovrete dividere la frequenza del **VFO** per ottenere una frequenza **identica** a quella del **quarzo**, potrete utilizzare questa formula:

**Fattore divisione = MHz VFO : MHz QUARZO**

Conoscendo la frequenza del **quarzo** ed il **fattore di divisione**, potrete conoscere su quale frequenza si sintonizzerà il **VFO** utilizzando la formula inversa:

**MHz VFO = MHz QUARZO x Fattore divisione**

Uno dei vantaggi che offre il **PLL** è quello di poter ottenere tante **frequenze** in uscita dal **VFO** modificando il solo **fattore di divisione** come evidenziato dalle tabelle riportate nella pagina accanto.

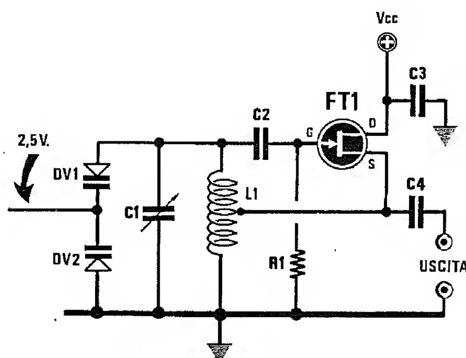



**Fig.17 Per tarare un PLL dovrete ruotare il compensatore posto in parallelo alla bobina L1, in modo da ottenere la frequenza richiesta quando ai capi dei diodi varicap sarà presente una tensione pari circa alla "metà" del valore massimo fornito dal PLL.**

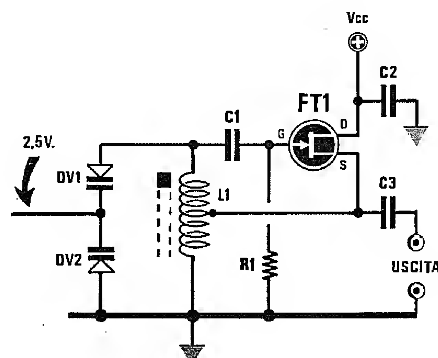



**Fig.18 Se la bobina L1 di sintonia fosse provvista di nucleo ferromagnetico, dovreste ruotarlo in modo da ottenere sull'uscita del VFO la frequenza richiesta quando ai capi dei diodi varicap sarà presente una tensione pari alla "metà" del valore massimo.**

| FREQUENZA VFO | FREQUENZA QUARZO | FATTORE divisione |
|---|---|---|
| 22 MHz | 1 MHz | 22 |
| 23 MHz | 1 MHz | 23 |
| 24 MHz | 1 MHz | 24 |
| 28 MHz | 1 MHz | 28 |
| 29 MHz | 1 MHz | 29 |
| 30 MHz | 1 MHz | 30 |
| 31 MHz | 1 MHz | 31 |

Come è possibile notare, il **salto** di frequenza ottenuto è pari alla frequenza del **quarzo** di riferimento, cioè di **1 MHz**.

Utilizzando un **quarzo** di frequenza inferiore, ad esempio **0,1 MHz**, potrete ottenere dei **salti** di frequenza di **0,1 MHz** come visibile nella tabella qui sotto riportata:

| FREQUENZA VFO | FREQUENZA QUARZO | FATTORE divisione |
|---|---|---|
| 27,900 MHz | 0,1 MHz | 279 |
| 28,000 MHz | 0,1 MHz | 280 |
| 28,100 MHz | 0,1 MHz | 281 |
| 28,200 MHz | 0,1 MHz | 282 |
| 28,300 MHz | 0,1 MHz | 283 |
| 28,400 MHz | 0,1 MHz | 284 |

Usando un quarzo da **0,1 MHz** non è **possibile** ottenere frequenze di pochi **Kilohertz**, perchè i divisori non dividono per numeri **decimali** ma soltanto per numeri **interi**.

Quindi una frequenza può essere divisa per **200-201-202-279-280-281** ecc., ma non per **279,1 - 279,2 - 279,3**, ecc.

È ancora possibile scegliere per la **frequenza di riferimento** quarzi diversi per ottenere sempre un'identica frequenza variando il **fattore di divisione**:

| FREQUENZA VFO | FREQUENZA QUARZO | FATTORE divisione |
|---|---|---|
| 28 MHz | 1 MHz | 28 |
| 28 MHz | 4 MHz | 7 |
| 28 MHz | 3,5 MHz | 8 |
| 28 MHz | 2,8 MHz | 10 |

Per dividere una **frequenza** esistono degli integrati chiamati **contatori** o **divisori**, che potrete suddividere nelle seguenti categorie.

## CONTATORI DIVISORI TTL standard

Questi integrati della serie **74** funzionano tutti con una tensione di alimentazione di **5 volt** e possono dividere una qualsiasi frequenza purchè non risulti **maggiore** di **35 MHz**.

Uno svantaggio presentato da questi integrati è quello di assorbire una corrente di **55 mA**, quindi, se nel circuito ne dovrete impiegare un certo numero dovrete sovradimensionare lo stadio di alimentazione.

Gli integrati **TTL** più comunemente **usati** nei circuiti a PLL, dividono una frequenza per questi fattori:

**7490 = da 1 a 10**
**7493 = da 1 a 16**
**74192 = da 1 a 10**
**74190 = da 1 a 10**

## CONTATORI DIVISORI TTL serie LS

Questi integrati della serie **74LS** (Low Power Schottky) funzionano tutti con una tensione di alimentazione di **5 volt** e possono dividere una qualsiasi frequenza purchè non risulti **maggiore** di **35 MHz**.

A differenza dei normali **TTL standard**, consumano una corrente di soli **18 mA**.

Rispetto ai comuni **TTL**, dopo il numero **74** troverete la sigla **LS** come qui sotto riportato:

**74LS90**
**74LS93**
**74LS192**
**74LS190**

La piedinatura dello zoccolo è identica a quella dei normali TTL e così anche i fattori di divisione.

## CONTATORI DIVISORI TTL serie 74HC

Questi integrati della serie **74HC** (High Speed C/Mos) funzionano con una tensione di alimentazione di **5 volt** e possono dividere una qualsiasi frequenza purchè non risulti **maggiore** di **35 MHz**.

A differenza degli altri **TTL** questi consumano una corrente di soli **10 mA**.

Rispetto ai comuni **TTL**, dopo il numero **74** troverete la sigla **HC**:

**74HC93**
**74HC192**
**74HC190**

La piedinatura dello zoccolo è identica a quella dei normali TTL e così anche i fattori di divisione.

### CONTATORI DIVISORI C/Mos

Questi integrati C/Mos funzionano con una tensione di alimentazione che può variare da **5** a **15 volt**, ma, a differenza dei **TTL**, riescono a dividere una frequenza purchè questa non risulti **maggiore** di **4 MHz**.

I **C/Mos** consumano in media una corrente di soli **5 mA** e i più conosciuti hanno queste sigle:

**CD.74192 = divisore da 1 a 10**
**CD.4518 = divisore da 1 a 10**
**CD.4520 = divisore da 1 a 16**
**CD.4040 = divisore da 2 a 4096**

### CONTATORI DIVISORI HC/Mos

Questi integrati della serie **HC/Mos** funzionano con una tensione di alimentazione stabilizzata di **5 volt**, cioè identica a quella dei **TTL** e come questi riescono a dividere una frequenza purchè questa non risulti **maggiore** di **30-40 MHz**.

Gli **HC/Mos** hanno il vantaggio di risultare **veloci** come un **TTL** e di consumare correnti di circa **5 mA** come gli integrati **C/Mos**.

I più utilizzati nella realizzazione dei circuiti **PLL** sono i seguenti:

**74HC192 = divisore da 1 a 10**
**74HC4518 = divisore da 1 a 10**
**74HC4520 = divisore da 1 a 16**
**74HC4040 = divisore da 2 a 4096**

### CONTATORI DIVISORI ECL

Questi integrati della serie **ECL** (Emitter Coupled Logic) funzionano con una tensione di alimentazione di **5 volt** e possono dividere una frequenza anche oltre i **2 Gigahertz** partendo da una frequenza **minima** di **18-20 MHz**.

Quindi **non usate** mai un **ECL** per dividere frequenze inferiori a **20 MHz**, perchè **non** riuscirebbe a **dividerle**.

Gli integrati **ECL** dell'ultima generazione consumano una corrente di circa **15-20 milliamper**.

Gli integrati **ECL** più conosciuti sono:

| | | |
|---|---|---|
| **11C90** | **divide x10-11** | **(massimo 650 MHz)** |
| **SP.8680** | **divide x10-11** | **(massimo 650 MHz)** |
| **SP.8785** | **divide x21-22** | **(massimo 1 GHz)** |
| **SP.8793** | **divide x40-41** | **(massimo 225 MHz)** |
| **SP.8792** | **divide x80-81** | **(massimo 200 MHz)** |
| **SP.8710** | **divide x100-101** | **(massimo 225 MHz)** |
| **SP.8703** | **divide x128-129** | **(massimo 1 GHz)** |

Gli **ECL** potendo dividere frequenze dell'ordine dei **GHz**, vengono normalmente utilizzati come **prescaler**, cioè come **primo stadio divisore**, in modo da ottenere sulla loro uscita una frequenza che possa essere applicata ad un comune integrato **TTL - C/Mos**.

Ad esempio, se dovete dividere **x100** una frequenza di **280 MHz**, potrete utilizzare un **ECL** che la dividerà **x10**, in modo da ottenere sulla sua uscita una frequenza di **28 MHz**, dopo di che potrete usare un **TTL** che provvederà a dividerla ulteriormente.

Collegando in serie più integrati **divisori**, potrete ottenere diversi **fattori di divisione**.

Ad esempio, collegando in serie un integrato che divide **x32** ed uno che divide **x6**, otterrete un **fattore di divisione** pari a:

**32 x 6 = 192 volte**

In genere anzichè collegare in serie molti divisori per riuscire ad ottenere il **fattore di divisione** desiderato, si utilizzano prevalentemente dei **divisori programmabili**.

### DIVISORI PROGRAMMABILI

Collegando a dei **contatori/divisori** programmabili dei commutatori **binari**, potrete ottenere tutti i **fattori di divisione** possibili, ruotando semplicemente questi commutatori sui numeri da **0** a **9**.

Utilizzando in un **PLL** dei divisori **programmabili**, potrete sintonizzare il vostro **VFO** su tantissime diverse frequenze e molto velocemente.

In fig.19 potete vedere lo schema che utilizza **tre divisori programmabili** collegati a **3 commutatori binari**.

Procedendo da sinistra verso destra, ogni commutatore effettuerà una divisione sulle:

- **CENTINAIA**
- **DECINE**
- **UNITÀ**

Il **fattore di divisione** totale è dato dalla **somma** dei diversi numeri impostati su ogni commutatore, come qui sotto riportato:

**(N/c x 100) + (N/d x 10) + (N/u x 1)**

**N/c = numero impostato sulle centinaia**
**N/d = numero impostato sulle decine**
**N/u = numero impostato sulle unità**

Se, per esempio, sui commutatori **binari** avete impostato il numero **123**, il **fattore di divisione** totale risulterà pari a:

| | | | |
|---|---|---|---|
| **centinaia** | **1 x 100** | **=** | **100** |
| **decine** | **2 x 10** | **=** | **20** |
| **unità** | **3 x 1** | **=** | **3** |
| | **Totale** | **=** | **123** |

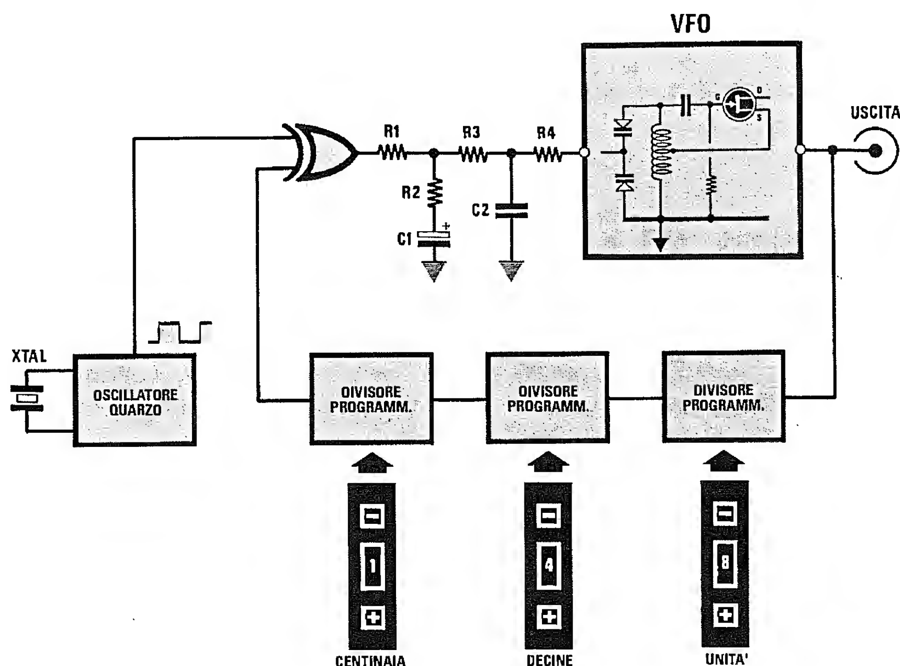



**Fig.19 Per ottenere un VFO in grado di generare una infinità di frequenze senza dover sostituire il quarzo di riferimento, dovrete utilizzare dei divisori programmabili. Modificando il numero sui tre commutatori Binari, varierete il "fattore di divisione".**

Se nel **PLL** avrete utilizzato una **frequenza di riferimento** da **1 MHz**, la frequenza che otterrete sull'uscita del **VFO** sarà di:

**1 MHz x 123 = 123 MHz**

Se nei **commutatori** binari imposterete il numero **075**, il **Fattore di divisione** risulterà pari a:

| | | | |
|---|---|---|---|
| **centinaia** | **0 x 100** | **=** | **000** |
| **decine** | **7 x 10** | **=** | **70** |
| **unità** | **5 x 1** | **=** | **5** |
| | **Totale** | **=** | **75** |

Se la **frequenza di riferimento** è sempre di **1 MHz**, la frequenza che otterrete sull'uscita del **VFO** sarà pari a:

**1 MHz x 75 = 75 MHz**

Questi due esempi potrebbero indurre a pensare che, impostando sui **commutatori binari** un qualsiasi numero compreso fra **001** e **999**, sia possibile ottenere sull'uscita del **VFO** qualsiasi frequenza partendo da un minimo di **1 MHz** per arrivare ad un **massimo** di **999 MHz**.

In pratica, questa condizione è **impossibile** da ottenere, non a causa del **PLL**, ma a causa del **VFO**.

Infatti, non esiste un **VFO** che, con una **sola bobina**, possa oscillare da **1 MHz** fino a **999 MHz**.

Quando, ruotando i **commutatori binari**, andrete **fuori** della **portata** del **VFO**, il **PLL** non riuscirà ad **agganciare** la sua frequenza e segnalerà questa condizione tenendo **spento** il **diodo led** di controllo.

## LA FREQUENZA DI RIFERIMENTO

Sapendo che il **fattore di divisione** si ottiene dividendo la frequenza del **VFO** per quella del **quarzo** di **riferimento**, molti potrebbero supporre che conviene scegliere **quarzi** con frequenza elevata, perchè dovendo dividere **meno volte** la frequenza del **VFO**, occorreranno meno integrati **divisori**.

In effetti, per realizzare un **VFO** che generi una frequenza di **25 MHz**, più si scende con la frequenza del quarzo di riferimento più **aumenta** il numero di divisioni:

**Fattore divisione = MHz VFO : MHz QUARZO**

Scegliendo ad esempio un quarzo da **5 MHz**, la

frequenza del **VFO** andrà divisa per:

**25 : 5 = 5 volte**

Scegliendo un quarzo da **1 MHz**, la frequenza del **VFO** andrà divisa per:

**25 : 1 = 25 volte**

Scegliendo un quarzo da **0,1 MHz**, la frequenza del **VFO** andrà divisa per:

**25 : 0,1 = 250 volte**

Se utilizzate un quarzo da **0,01 MHz** (10 KHz), dovrete dividere la frequenza del **VFO** per:

**25 : 0,01 = 2.500 volte**

Da questi esempi si potrebbe dedurre che sia sempre più vantaggioso utilizzare dei quarzi di frequenza **elevata** anzichè **bassa**.

Questo potrebbe risultare vero solo nel caso di **VFO** in grado di generare una **sola** frequenza **fissa**, ad esempio **300 MHz**, perchè basterebbe dividere questa frequenza **x100** ed utilizzare per la frequenza di **riferimento** un quarzo da **3 MHz**.

Ma poichè i circuiti **PLL** vengono utilizzati non per ottenere una **sola** frequenza **fissa**, ma tante altre variando il solo **fattore di divisione**, la frequenza del **quarzo** è quella che determinerà, nel **VFO**, il salto tra una frequenza e la successiva.

Ammesso di voler realizzare un **VFO** in grado di coprire una frequenza da **25** a **30 MHz**, se userete un **quarzo** da **1 MHz** potrete ottenere un **salto** tra una frequenza e la successiva di un **solo** Megahertz:

**25 + 1 = 26 MHz**
**26 + 1 = 27 MHz**
**27 + 1 = 28 MHz**
**28 + 1 = 29 MHz**
**29 + 1 = 30 MHz**

Se sostituirete il **quarzo** di riferimento con uno da **0,5 MHz**, otterrete salti di **0,5 MHz**, quindi potrete utilizzare il **VFO** su più frequenze:

**25,0 + 0,5 = 25,5 MHz**
**25,5 + 0,5 = 26,0 MHz**
**26,0 + 0,5 = 26,5 MHz**
**26,5 + 0,5 = 27,0 MHz**
**27,0 + 0,5 = 27,5 MHz**
**27,5 + 0,5 = 28,0 MHz**
**28,0 + 0,5 = 28,5 MHz**
**28,5 + 0,5 = 29,0 MHz**
**29,0 + 0,5 = 29,5 MHz**
**29,5 + 0,5 = 30,0 MHz**

Se ridurrete ulteriormente la frequenza del **quarzo** di riferimento, **aumenterete** le frequenze in uscita del **VFO**, quindi ammesso che utilizziate un quarzo da **0,1 MHz**, otterrete queste frequenze:

**25,0 + 0,1 = 25,1 MHz**
**25,1 + 0,1 = 25,2 MHz**
**25,2 + 0,1 = 25,3 MHz**
**25,3 + 0,1 = 25,4 MHz**
**25,4 + 0,1 = 25,5 MHz**
**25,5 + 0,1 = 25,6 MHz**
**25,6 + 0,1 = 25,7 MHz**
**e avanti così fino a 30 MHz**

Come potete notare, il **salto** tra una frequenza e la successiva risulterà in questo caso di soli **0,1 MHz**.

Ammesso desideriate distanziare queste frequenze di **25 Kilohertz** pari a **0,025 MHz**, saprete già che il **quarzo** di riferimento da utilizzare dovrà avere una frequenza di **0,025 MHz**, infatti:

**25,000 + 0,025 = 25,025 MHz**
**25,025 + 0,025 = 25,050 MHz**
**25,050 + 0,025 = 25,075 MHz**
**25,075 + 0,025 = 25,100 MHz**
**25,100 + 0,025 = 25,125 MHz**
**25,125 + 0,025 = 25,150 MHz**
**25,150 + 0,025 = 25,175 MHz**
**25,175 + 0,025 = 25,200 MHz**
**e avanti così fino a 30 MHz**

Come potete vedere, più si scende con la frequenza del **quarzo di riferimento**, più aumenta il numero delle frequenze che potete ottenere dal vostro **VFO**.

Ovviamente, in funzione della frequenza del **quarzo** dovrete inserire nel circuito una **catena** di **divisori** in grado di fornire sulla sua uscita una frequenza identica a quella utilizzata come **riferimento**, quindi più **bassa** è la frequenza del **quarzo** e più **alta** la frequenza del **VFO**, più aumenterà il numero delle divisioni.

Tornando ancora all'esempio del **PLL** in grado di coprire una gamma da **25** a **30 MHz** in funzione della frequenza del quarzo, dovrete effettuare le seguenti divisioni:

| QUARZO MHz | FREQUENZA VFO in MHz | FATTORE divisione |
|---|---|---|
| 1 MHz | da 25 a 30 | 25 a 30 |
| 0,5 MHz | da 25 a 30 | 50 a 60 |
| 0,1 MHz | da 25 a 30 | 250 a 300 |
| 0,025 MHz | da 25 a 30 | 1.000 a 1.200 |

Poichè nei **divisori programmabili** risulterà presente un commutatore **binario**, usando un quarzo

da **1 MHz** o **0,5 MHz** vi necessiteranno **due** soli commutatori dovendo commutare solo le **decine** e le **unità**.

Usando un quarzo da **0,1 MHz** vi serviranno **tre** commutatori **binari**, dovendo commutare **le centinaia**, le **decine** e le **unità**.

Usando un quarzo da **0,025 MHz** saranno necessari **quattro** commutatori **binari** dovendo commutare le **migliaia**, le **centinaia**, le **decine** e le **unità**.

La frequenza sulla quale si **sintonizzerà** il **VFO** si ricava moltiplicando il **numero** impostato sui **commutatori binari** per la **frequenza** del **quarzo** espressa in **MHz**.

**MHz VFO = Nr. binario x MHz QUARZO**

Quindi se in un **commutatore binario** a **2 cifre** imposterete il numero **28**, in uscita dal **VFO** otterrete una frequenza di:

**28 x 1 = 28 MHz** (quarzo da **1 MHz**)

**28 x 0,5 = 14 MHz** (quarzo da **0,5 MHz**)

Usando un quarzo da **0,5 MHz** e disponendo di un **VFO** in grado di lavorare da un **minimo** di **25 MHz** ad un **massimo** di **30 MHz**, impostando sui commutatori **binari** il numero **28** non otterrete in uscita **nessuna frequenza**, perchè il fattore **minimo** di divisione è **50** ed il massimo **60**, infatti solo rimanendo entro questi numeri otterrete le frequenze richieste:

**50 x 0,5 = 25,0 MHz**
**51 x 0,5 = 25,5 MHz**
**52 x 0,5 = 26,0 MHz**
**53 x 0,5 = 26,5 MHz**
**ecc.**
**60 x 0,5 = 30,0 MHz**

Se si spostassero i due commutatori **binari** sul numero **70** oppure sul numero **40**, in teoria si otterrebbero queste frequenze:

**70 x 0,5 = 35 MHz**
**40 x 0,5 = 20 MHz**

ma poichè il **VFO** è stato progettato per lavorare entro la gamma compresa tra **25-30 MHz**, questo non potrà oscillare.

Se avete una catena di divisori che utilizza **3 commutatori binari** ed un **VFO** in grado di coprire una gamma da **25-30 MHz**, e nel **PLL** avete inserito un **quarzo** di riferimento da **0,1 MHz**, dovrete utilizzare sul **commutatore binario** i soli numeri compresi tra **250** e **300**, infatti:

**250 x 0,1 = 25 MHz**
**300 x 0,1 = 30 MHz**

Impostando un qualsiasi altro numero compreso tra **250** e **300**, potrete ottenere sull'uscita del **VFO** queste esatte frequenze:

**251 x 0,1 = 25,10 MHz**
**252 x 0,1 = 25,20 MHz**
**253 x 0,1 = 25,30 MHz**
**ecc.**
**298 x 0,1 = 29,80 MHz**
**299 x 0,1 = 29,90 MHz**
**300 x 0,1 = 30,00 MHz**

Se imposterete dei numeri **minori** di **250** o **maggiori** di **300**, il **PLL** non riuscirà ad **agganciare** la frequenza del **VFO**, perchè questo non è più in grado di oscillare.

Il vantaggio dei **divisori programmabili** è quello di poter essere usati per ottenere qualsiasi frequenza, purchè si utilizzi nel **VFO** un circuito di **sintonia** idoneo a sintonizzarsi sulla gamma richiesta.

Ammesso che si disponga di un **VFO** in grado di lavorare da un **minimo** di **65 MHz** fino ad un **massimo** di **80 MHz** e di avere una frequenza di riferimento di **0,1 MHz**, per poter gestire questo **VFO** con dei **divisori programmabili**, dovrete utilizzarli solo sui numeri che ricaverete da questa formula:

**Nr. binario = MHz VFO : MHz QUARZO**

quindi il numero **minimo** e **massimo** che potrete impostare sui **tre commutatori binari** sarà:

**65 : 0,1 = 650**
**80 : 0,1 = 800**

Potrete perciò partire da **651-652-653** ed arrivare al numero **800**, ma non utilizzare numeri **minori** o **maggiori**.

Disponendo di un **VFO** in grado di lavorare da un **minimo** di **14 MHz** fino ad un **massimo** di **28 MHz**, dovrete impostare sui **tre commutatori binari** qualsiasi numero compreso tra:

**14 : 0,1 = 140**
**28 : 0,1 = 280**

ma non dei numeri **minori** di **140** o **maggiori** di **280**, salvo che il **VFO** non copra una banda da **13,5 MHz** a **28,5 MHz**.

## DIVISIONE del QUARZO di RIFERIMENTO

Come avrete già compreso, la frequenza di **riferimento** del quarzo è quella che permette di stabilire quale salto **minimo** è possibile ottenere tra una frequenza e la successiva.

Utilizzando un quarzo da **1 MHz**, otterrete dei salti o **step** di frequenza di **1 MHz**, se userete un quarzo da **0,1 MHz** otterrete degli **step** di **0,1 MHz**, e nel caso voleste realizzare un **VFO** con degli **step** di soli **1.000 Hz**, dovrete utilizzare un quarzo che generi una frequenza di riferimento di **1.000 Hz**.

Purtroppo i quarzi con frequenza **minore** di **1 MHz** sono difficilmente reperibili, quindi per ottenere frequenze **inferiori** la soluzione più semplice è quella di prendere un quarzo da **1 MHz** e **dividere** la sua frequenza **x10 - x100 - x1.000**.

Volendo ottenere con un quarzo da **1 MHz** degli **step** di **0,1 MHz**, dovrete dividere questa frequenza **x 10**:

**1 MHz : 10 = 0,1 MHz**

Per ottenere degli **step** di **10.000 Hz**, dovrete dividere questa frequenza **x 100**:

**1 MHz : 100 = 0,01 MHz**

Disponendo di un quarzo da **4 MHz** e volendo ottenere degli **step** di **0,2 MHz**, dovrete dividere la sua frequenza **x 20**:

**4 MHz : 20 = 0,2 MHz**

Conoscendo la frequenza del **quarzo** e la frequenza di **riferimento** che si desidera ottenere, potrete conoscere il **fattore di divisione** da utilizzare svolgendo la formula:

**Fattore divisione = MHz QUARZO : MHz Rif.**

Anche in questo caso il **fattore di divisione** non dovrà mai avere dei **decimali** ma solo dei numeri **interi**, quindi non potrete mai dividere per **10,5** o **10,6**, ma soltanto per **10-11-12** oppure per **20-21-22**, ecc.

Dividendo la frequenza di un **quarzo** prima di applicarla sull'ingresso del **PLL** otterrete due vantaggi, quello di poter utilizzare dei quarzi di valore **standard** e quello di aumentare la **stabilità** di tale frequenza.

Infatti, utilizzando un quarzo da **1 MHz** che al variare della temperatura slitta di **100 Hz** in più o in meno, dividendolo **x100** otterrete una frequenza di riferimento di **0,01 MHz** che varierà soltanto di **1 Hz**.

Se volete che il numero da impostare sul **commutatore binario** corrisponda alla frequenza generata dal **VFO**, dovrete sempre scegliere delle frequenze di riferimento da **1 - 0,1 - 0,01 - 0,001 MHz.**

Ammesso di voler realizzare un **VFO** per i **28 MHz**, se utilizzerete le **frequenze di riferimento** sopracitate dovrete impostare **i** commutatori **binari** sui seguenti numeri:

**28 : 1 .............. 28 (numero commutatore)**
**28 : 0,1 .......... 280 (numero commutatore)**
**28 : 0,01 ..... 2.800 (numero commutatore)**

Se userete delle frequenze di riferimento da **0,5 - 0,05 MHz**, dovrete impostare i commutatori **binari** su un **numero doppio** rispetto alla frequenza che vorrete prelevare sull'uscita del **VFO:**

**28 : 0,5 ............ 56 (numero commutatore)**
**28 : 0,05 ........ 560 (numero commutatore)**

Se userete delle frequenze di riferimento da **0,25 - 0,025 MHz**, dovrete impostare i commutatori **binari** su un **numero quadruplo** rispetto alla frequenza che vorrete prelevare sull'uscita del **VFO**:

**28 : 0,25 ........ 112 (numero commutatore)**
**28 : 0,025 .... 1.120 (numero commutatore)**

Pertanto, dove risulta possibile, è sempre consigliabile usare delle frequenze di riferimento da **0,1 - 0,01 - 0,001**, perchè il **numero** che imposterete sui **commutatori binari** corrisponderà esattamente alla frequenza alla quale il **VFO** oscillerà.

## FREQUENZA di RIFERIMENTO VARIABILE

Anzichè tenere **fissa** la frequenza del **quarzo** di **riferimento** e variare il **fattore di divisione** della frequenza del **VFO**, si può effettuare l'operazione **inversa**, cioè usare una catena di divisori che divida per **100** o per **1.000** o per un altro numero, poi **variare** la frequenza di **riferimento**.

Questo sistema viene usato per realizzare delle **sintonie variabili** per ricevitori o ricetrasmettitori.

In questi casi occorre tener presente che la **stabilità** della frequenza generata dipende tutta dalla **stabilità** della frequenza che userete come **riferimento**.

La **frequenza** che otterrete sull'uscita del **VFO** si ricava sempre dalla formula:

**MHz VFO = Fattore divisione x MHz Rif.**

Ammesso di aver inserito nel circuito visibile in fig.20 un **divisore** che divida **x1.000** e di voler realizzare un VFO che copra una gamma da **25** a **30**

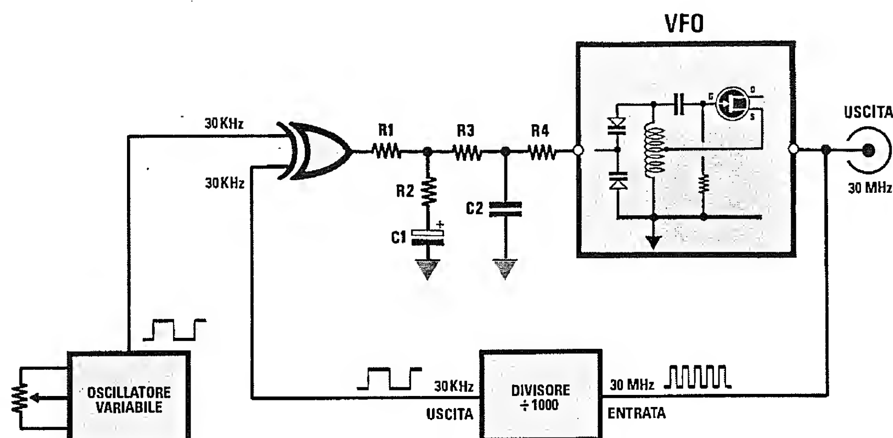



**Fig.20 Per variare la frequenza di un VFO a PLL potreste utilizzare un divisore a frequenza fissa, ad esempio x1.000, e sostituire l'oscillatore a quarzo con uno "variabile". In questo caso la "stabilità" del VFO dipende dalla stabilità dell'oscillatore variabile.**

**MHz**, dovrete utilizzare una frequenza **variabile** che potrete calcolare con la formula:

**MHz Rif = MHz VFO : Fattore divisione**

In questo caso dovrete usare un oscillatore variabile che copra la gamma da:

**25 : 1.000 = 0,025 MHz**
**30 : 1.000 = 0,030 MHz**

vale a dire una frequenza da **25.000 Hz** a **30.000 Hz**.

Se ruoterete il **potenziometro** dell'oscillatore che genera la frequenza di riferimento sui **25.200 Hz** pari a **0,0252 MHz**, otterrete in uscita del **VFO** una frequenza di:

**1.000 x 0,0252 = 25,2 MHz**

Se ruoterete l'oscillatore sugli **0,0255 MHz**, otterrete una frequenza di:

**1.000 x 0,0255 = 25,5 MHz**

Realizzare degli oscillatori variabili **molto stabili** in grado di fornire delle frequenze così basse, cioè da **25.000** a **30.000 Hz**, non è difficile, quindi con questo sistema di tenere **fisso** il fattore di **divisione** e di variare la **frequenza di riferimento** è possibile realizzare dei semplici **Generatori di RF** molto stabili.

**PRESCALER con integrati ECL**

Se il **VFO** deve generare delle frequenze che non superino i **30-35 MHz**, potrete usare dei comuni **divisori** della serie **TTL** o ancora meglio degli **HC**.

Se il **VFO** deve generare delle frequenze superiori a **35 MHz**, ad esempio **60 - 150 - 300 - 600 MHz**, dovrete necessariamente usare come **primo stadio divisore** un **integrato ECL**.

Di questi **ECL** ne esistono alcuni che possono dividere fino ad un massimo di **600 MHz**, altri che possono dividere fino ad un massimo **1 GHz** ed altri ancora che possono superare i **2 GHz**.

Tutti i divisori **ECL** hanno comunque una **limitazione**, cioè possono dividere una frequenza per **uno** o **due** soli **valori**, quindi troverete degli **ECL** che possono dividere **x10** oppure **x11**, altri che possono dividere **x32** oppure **x33**, ecc.

I fattori di divisione più comuni per un **ECL** sono i seguenti:

**divide x10 oppure x11**
**divide x20 oppure x21**
**divide x32 oppure x33**
**divide x40 oppure x41**
**divide x64 oppure x65**
**divide x80 oppure x81**
**divide x100 oppure x101**
**divide x128 oppure x129**

Per scegliere **la prima** o la **seconda** divisione è sufficiente collegare un **piedino** dell'**ECL** (vedi

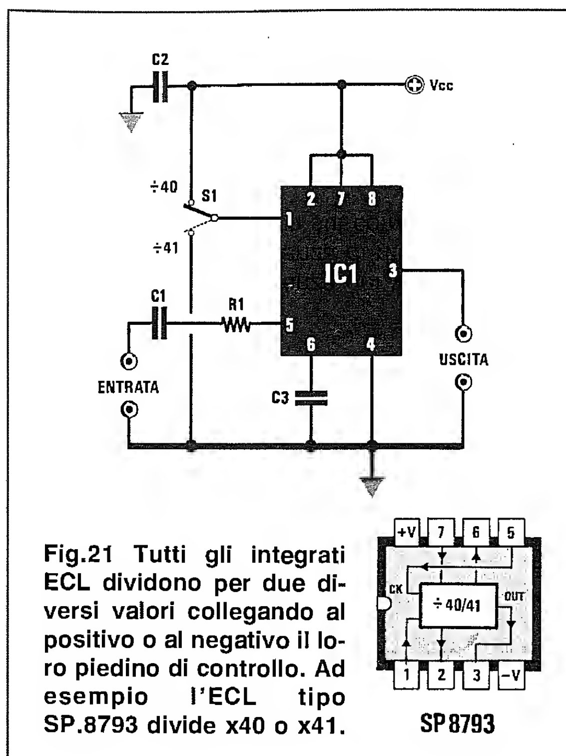



**Fig.21 Tutti gli integrati ECL dividono per due diversi valori collegando al positivo o al negativo il loro piedino di controllo. Ad esempio l'ECL tipo SP.8793 divide x40 o x41.**

fig.21) al positivo di alimentazione (**livello logico 1**), oppure a massa (**livello logico 0**).

Ammesso di scegliere un **ECL** in grado di dividere **x40** oppure per **x41** e di collegarlo ad un **VFO** sintonizzato sui **220 MHz**, sull'uscita dell'**ECL** potrete disporre di queste due frequenze:

**220 : 40 = 5,50 MHz** (piedino al positivo)
**220 : 41 = 5,36 MHz** (piedino a massa)

Potrete applicare queste due frequenze così **basse** sugli ingressi di un qualsiasi **divisore programmabile TTL** che, come noto, può lavorare fino ad una frequenza **massima** di **35 MHz** circa.

Usando un prescaler **ECL** che divide **x10** e **x11**, dovrete ricordare che il **numero** che imposterete sui commutatori **binari** dovrà essere **moltiplicato x10** oppure **x11**, quindi la formula che vi permetterà di sapere quale frequenza **uscirà** dal **VFO** è la seguente:

**Freq. VFO = (MHz Rif. x Nr. binario) x 10**
**Freq. VFO = (MHz Rif. x Nr. binario) x 11**

dove:

**Freq. VFO** è la frequenza del VFO
**MHz Rif.** è la frequenza di riferimento
**Nr. binario** è il numero sui commutatori

Ammesso di aver utilizzato una **frequenza di riferimento** di **0,1 MHz** e di avere impostato sui commutatori **binari** il numero **220**, potrete ottenere sull'uscita del **VFO** queste due frequenze:

**(0,1 x 220) x 10 = 220 MHz**
**(0,1 x 220) x 11 = 242 MHz**

Se userete l'**ECL** con la divisione **x 10**, potrete ottenere queste sole frequenze:

**(0,1 x 220) x 10 = 220 MHz**
**(0,1 x 221) x 10 = 221 MHz**
**(0,1 x 222) x 10 = 222 MHz**
**(0,1 x 223) x 10 = 223 MHz ecc.**

Se userete l'**ECL** con la divisione **x11**, potrete ottenere queste sole frequenze:

**(0,1 x 220) x 11 = 242,0 MHz**
**(0,1 x 221) x 11 = 243,1 MHz**
**(0,1 x 222) x 11 = 244,2 MHz**
**(0,1 x 223) x 11 = 245,3 MHz ecc.**

Come potrete notare, pur avendo utilizzato in questo **PLL** un quarzo da **0,1 MHz**, otterrete degli **step**, cioè un salto tra una frequenza e la successiva di **1 MHz**.

Se utilizzerete un quarzo da **0,01 MHz**, vi accorgereste che il **VFO** non si sintonizzerebbe più a **220 MHz** bensì a:

**(0,01 x 220) x 10 = 22,0 MHz**
**(0,01 x 220) x 11 = 24,2 MHz**

Per ottenere degli **step** di qualche **Kilohertz** occorre necessariamente utilizzare un **divisore a doppio modulo**.

## DIVISORE ECL a DOPPIO MODULO

Anche se spesso avrete sentito parlare di **PLL a doppio modulo**, pochi vi avranno spiegato che cos'è e come funziona.

Già abbiamo accennato al fatto che un **prescaler ECL** può dividere per **due** soli **valori fissi**, quindi potrete trovare un **ECL** che divide **x10-11**, un altro **ECL** che divide **x32-33** e un altro ancora che divide **x40-41**, ecc.

Se prendendo un **ECL** che divide **x10** e **x11** lo volessimo far dividere **x2-3-4-5-7-8-9**, molti direbbero che è **impossibile**, invece usando un circuito, detto **doppio modulo**, ciò risulta fattibilissimo.

In pratica si può affermare che il circuito **doppio modulo** serve per rendere **programmabile** l'ECL, affinchè questo possa svolgere quelle **divisioni** che in teoria non potrebbe fare.

Abbiamo visto in precedenza che in un **PLL** che utilizza un **Prescaler** a **ECL** che divida **x10** e una frequenza di **riferimento** di **0,1 MHz**, era possibile ottenere degli **step** di frequenza di **1 MHz**, infatti:

**(0,1 x 220) x 10 = 220 MHz**
**(0,1 x 221) x 10 = 221 MHz**
**(0,1 x 222) x 10 = 222 MHz**
**(0,1 x 223) x 10 = 223 MHz**
**(0,1 x 224) x 10 = 224 MHz ecc.**

Usando il **doppio modulo**, anche se avrete collegato sull'uscita del **VFO** un prescaler **ECL** che divide solo **x10-11**, potrete ugualmente ottenere degli **step** da **100 Kilohertz** e non da **1 MHz** come abbiamo visto poc'anzi.

Quindi, partendo dalla frequenza di **220 MHz**, potrete ottenere tantissime frequenze tutte distanziate di soli **100 KHz**, cioè:

**220,000 MHz**
**220,100 MHz**
**220,200 MHz**
**220,300 MHz**
**220,400 MHz ecc.**

Prima di passare alla descrizione di un circuito a **doppio modulo**, possiamo vedere quali sono i **prescaler ECL** più comunemente utilizzati e quali **divisioni** questi sono in grado di effettuare:

**11C90 divide x10-11**
**SP.8680 divide x10-11**
**SP.8785 divide x21-22**
**SP.8793 divide x40-41**
**SP.8792 divide x80-81**
**SP.8710 divide x100-101**
**SP.8703 divide x128-129**

I due diversi valori di **divisione** di un **ECL** si ottengono applicando sul suo piedino di **controllo** (vedi fig.21) un **livello logico 1** o un **livello logico 0**.

- Collegando al **positivo** di alimentazione (**livello logico 1**) questo piedino di **controllo**, otterrete la **divisione inferiore**, vale a dire che un **ECL** tipo **SP.8680** dividerà **x10**, un **SP.8785** dividerà **x21** ed un **SP.8793** dividerà **x40**.

- Collegando a **massa** (**livello logico 0**) questo piedino di **controllo** otterrete la **divisione superiore**, vale a dire che un **ECL** tipo **SP.8680** dividerà **x11**, un **SP.8785** dividerà **x22** ed un **SP.8793** dividerà **x41**.

In un circuito **doppio modulo** il **prescaler ECL** viene pilotato da un contatore chiamato **modulo A** composto da un integrato che provvede a **commutare** il piedino di **controllo** dell'**ECL** sul **livello logico 1** o sul **livello logico 0**, in modo da farlo dividere un certo numero di volte per la **divisione inferiore** ed un certo numero di volte per la **divisione superiore**.

In tutti i testi la formula riportata per conoscere il **fattore di divisione totale** è la seguente:

**Fattore divisione = (P x N) + A**

Purtroppo il significato delle tre lettere **N-P-A** presenti in questa formula viene spesso omesso, o spiegato in modo incomprensibile.

Per colmare questa lacuna specifichiamo che:

**P** = è il **fattore di divisione minore** dell'**ECL** utilizzato come **Prescaler**. Quindi se avete utilizzato un **ECL** che divide **x10-11**, dovrete usare il numero **10**. Se avete utilizzato un **ECL** che divide **x40-41**, dovrete usare il numero **40**. Se avete utilizzato un **ECL** che divide **x128-129** dovrete usare il numero **128**.

**N** = è il numero impostato sui **commutatori digitali** presenti nel **modulo N**, cioè nella catena di divisori che dividono le **decine - centinaia - migliaia - decine di migliaia** (vedi fig.22), quindi se imposterete il numero **1.410** questo dividerà **x1.410**, se imposterete il numero **820** questo dividerà **x820**.

**A** = è il numero delle unità impostato sul **commutatore** presente nel **modulo A**, cioè nel divisore collegato all'**ECL**. Se imposterete questo commutatore sul numero **3**, questo dividerà **x3**, se lo imposterete sul numero **7** questo dividerà **x7**.

**Esempio** = Ammesso di aver utilizzato un **ECL** tipo **SP.8680** che divide **x10-11** e di aver impostato sulla catena di **divisori N** il numero **1410** e sul commutatore **A** il numero **6**, si desidera sapere quale sarà il fattore di **divisione**.

- Sapendo che l'**ECL** divide **x10-11** il valore di **P** sarà uguale a **10** e il valore di **A** sarà uguale a **6**.

Disponendo di tutti i dati richiesti dalla formula:

**Fattore divisione = (P x N) + A**

potrete calcolare il numero di **divisione** che sarà:

**(10 x 1.410) + 6 = 14.106**

Se sceglierete come frequenza di **riferimento**

**0,01 MHz**, la frequenza del **VFO** la ricaverete con la formula:

**MHz VFO = MHz Rif. x Fattore divisione**

quindi otterrete una frequenza di:

**0,01 x 14.106 = 141,060 MHz**

**Esempio** = Ammesso di aver utilizzato un **ECL** tipo **SP.8785** che divide **x21-22** e di aver impostato sulla catena di **divisori N** il numero **1410** e sul commutatore **A** il numero **6**, si desidera sapere quale sarà il fattore di **divisione**.

- Sapendo che l'**ECL** divide **x21-22**, il valore di **P** sarà uguale a **20** ed il valore di **A** sarà uguale a **6**.

Disponendo di tutti i dati richiesti, potrete calcolare il numero di **divisione** che sarà:

**(21 x 1410) + 6 = 29.616**

Se userete una **frequenza di riferimento** di **0,01 MHz**, ricaverete la frequenza del **VFO** con la formula:

**MHz VFO = MHz Rif. x Fattore divisione**

quindi otterrete una frequenza di:

**0,01 x 29.616 = 296,160 MHz**

**Esempio** = Supponiamo che in un **PLL** abbiate usato come **prescaler** un integrato tipo **SP.8703** che divide **x128-129**, che abbiate poi impostato sui **commutatori binari** presenti nella catena di **N** il numero **170** e sul commutatore **modulo A** il numero **3** e che desideriate perciò conoscere quale fattore di **divisione** otterrete.

- Sapendo che l'**ECL** divide **x128-129**, il valore **P** sarà uguale a **128** e poichè il commutatore della catena **N** è stato impostato sul numero **170** e quello della catena **A** sul numero **3**, potrete calcolare il fattore di **divisione** utilizzando la formula che già conoscete:

**(128 x 170) + 3 = 21.763**

Se userete una **frequenza di riferimento** di **0,01 MHz**, ricaverete la frequenza del **VFO** con la formula:

**MHz VFO = MHz Rif. x Fattore divisione**

quindi otterrete una frequenza di:

**0,01 x 21.763 = 217,630 MHz**

Se nel **modulo A** fossero presenti due commutatori binari come visibile nello schema a blocchi di fig.23, potreste programmare l'integrato **ECL** per dividere da **0** a **99** anzichè da **0** a **9**.

Occorre anche tener presente che la **frequenza di riferimento** è quella che permette di ottenere gli **step** di frequenza, quindi se userete una frequenza di **0,1 MHz** potrete ottenere dei **salti** tra una frequenza e la successiva di **0,1 MHz**, pari cioè a **100 Kilohertz**.

Se userete una **frequenza di riferimento** di **0,01 MHz**, otterrete dei **salti** tra una frequenza e la successiva di **0,01 MHz**, pari cioè a **10 Kilohertz**.

Se userete una **frequenza di riferimento** di **0,05 MHz**, otterrete dei **salti** di **0,05 MHz** pari a **50 Kilohertz.**

Come ultima importante regola, nei **PLL** che utilizzano prescaler a **doppio modulo** occorre tener presente che il numero impostato sul divisore **A** non deve **mai** essere superiore al numero impostato sul divisore **N**.

### PLL modulati in FM

Un circuito **PLL** può essere facilmente **modulato in frequenza** sia a **banda stretta** che a **banda larga**, applicando al circuito un **diodo varicap** supplementare (vedi DV1 in fig.24).

Anche se in precedenza abbiamo accennato al fatto che il **comparatore di fase** corregge istantaneamente ogni variazione di frequenza, in pratica se il condensatore **C1** presente nel **loop-filter** dispone di una capacità di circa **3-4 microFarad** non riesce a seguire le **veloci** variazioni del segnale di **BF**, quindi la frequenza del **VFO** si sposterà di diversi **Kilohertz** rispetto alla frequenza centrale e, così facendo, si otterrà la cosiddetta **modulazione FM**.

Per evitare che la frequenza **BF** di modulazione vada ad influenzare la **capacità** dei **diodi varicap** della **sintonia**, occorre sempre collegare il **diodo varicap DV1** di **modulazione FM** alla bobina **L1** della sintonia del **VFO** con un condensatore **ceramico** di bassissima capacità **2,2 - 3,3 - 3,9 picoFarad** (vedi **C5**).

Il partitore resistivo composto dalle due resistenze **R6 - R7** da **100.000 ohm** serve per ottenere una deviazione in +/- rispetto alla frequenza centrale su cui è sintonizzato il **VFO**.

Agendo sul **trimmer R5** applicato sull'ingresso, potrete ottenere una modulazione **FM stretta** se ruoterete il cursore verso **massa** ed una modulazione **FM larga** se lo ruoterete in senso inverso.

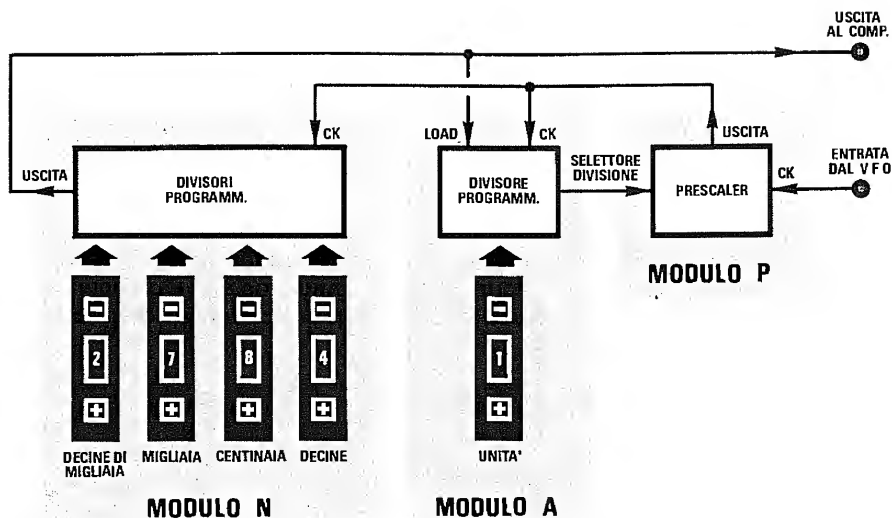



**Fig.22 In un circuito PLL a Doppio Modulo viene utilizzato un divisore programmabile supplementare (modulo A) per far dividere l'integrato ECL per valori che in teoria non sarebbe in grado di dividere. Ad esempio, un ECL che divide soltanto x10-11, si può far dividere anche x1-2-3-4-5-6-7-8-9 usando il Doppio Modulo. Così facendo potrete variare oltre alla frequenza delle decine-centinaia e migliaia, anche quella delle unità.**

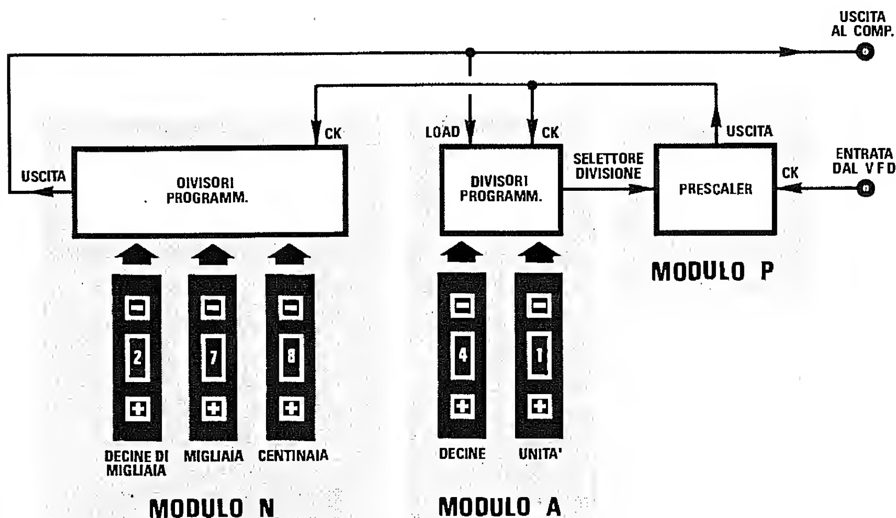



**Fig.23 Utilizzando dei Prescaler che dividono per un numero maggiore di 10-11, potrete trovare nel Modulo A due commutatori binari, uno per le Decine ed uno per le Unità. Usando ad esempio un Prescaler che divide x100-101, con questi due commutatori potrete dividere da 0 a 99 anzichè da 0 a 9. Il commutatore delle Decine che abbiamo aggiunto nel Modulo A, dovrà essere tolto nel Modulo N.**

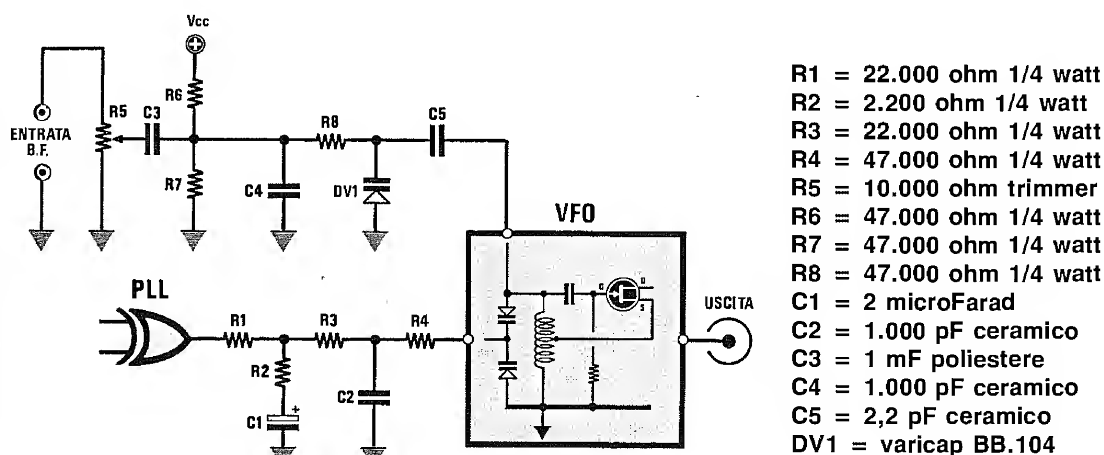
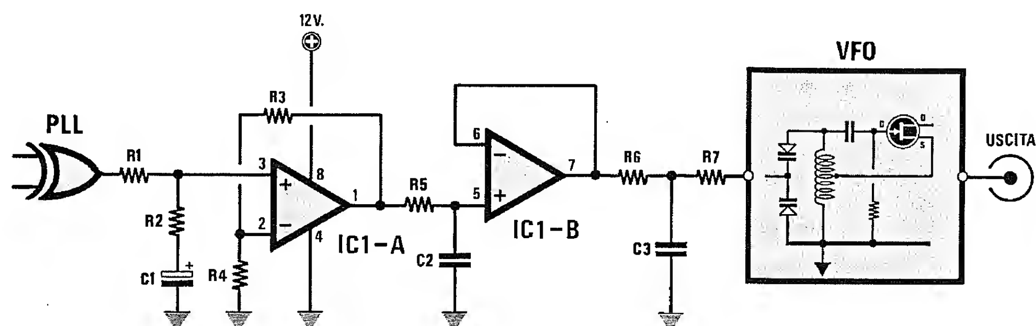



**Fig.24 Un oscillatore a PLL si può facilmente modulare in FM collegando ad un estremo della bobina L1 di sintonia un diodo varicap supplementare pilotato dal segnale di bassa frequenza. Il trimmer R5 serve per allargare o restringere la banda di modulazione.**




**ELENCO COMPONENTI**

R1 = 22.000 ohm 1/4 watt
R2 = 2.200 ohm 1/4 watt
R3 = 22.000 ohm 1/4 watt
R4 = 22.000 ohm 1/4 watt
R5 = 10.000 ohm 1/4 watt
R6 = 1.000 ohm 1/4 watt
R7 = 47.000 ohm 1/4 watt
C1 = 2,2 mF elettr.
C2 = 10.000 pF poliestere
C3 = 100.000 pF poliestere
IC1 = LM.358

**Fig.25 La massima tensione che è possibile prelevare dall'uscita di un normale PLL per pilotare i diodi varicap si aggira sui 5 volt. Per aumentare questo valore di tensione fino a raggiungere un massimo di 12-15 volt dovrete amplificarlo con un integrato LM.358.**

## PER AUMENTARE L'ESCURSIONE del VFO

Abbiamo visto che la massima **tensione** prelevabile sull'uscita del **comparatore di fase** (integrato **CD.4046**) di un **PLL** non supera mai i **5 volt**, quindi nello stadio di sintonia del **VFO** è necessario inserire dei **diodi varicap** che riescano a coprire, con una tensione compresa tra **0-5 volt**, tutta la **gamma** che ci interessa.

Come potrete dedurre dalle caratteristiche di molti diodi varicap, la **minima** capacità si ottiene applicando ai loro capi delle tensioni di circa **10-15 volt**, e molti diodi varicap richiedono anche tensioni maggiori nell'ordine dei **25-30 volt**.

Prendendo ad esempio un diodo varicap da **40 picoFarad massimi** che funziona a **15 volt**, otterrete con **5 - 10 - 15 volt** queste diverse capacità **minime**:

**0 volt = 40 picoFarad**
**5 volt = 20 picoFarad**
**10 volt = 9 picoFarad**
**15 volt = 5 picoFarad**

Come noterete, con una tensione **massima** di **5 volt** otterrete un'escursione di **20 picoFarad** (**40 - 20 = 20**), mentre applicando una tensione di **10 volt**, si otterrebbe un'escursione di **31 picoFarad** (**40 - 9 = 31**) e con **15 volt** un'escursione di **35 picoFarad** (**40 - 5 = 35**).

Ammesso che si disponga di un **VFO** che con una tensione di **5 volt** riesca a coprire una gamma da **18** a **30 MHz**, se con questo identico **VFO** si potesse fornire ai diodi varicap una tensione di **10 volt**, si riuscirebbe a coprire una gamma da **18** a **50 MHz**.

Per **aumentare** la tensione da applicare sui **diodi varicap** occorre solo amplificarla utilizzando un operazionale tipo **LM.358**.

Il primo operazionale siglato **IC1/A** (vedi fig.25) viene utilizzato per amplificare di **due volte** la tensione continua fornita in uscita dal **loop filter**, quindi applicando sul suo ingresso una tensione variabile da **0-5 volt**, sulla sua uscita otterrete una tensione variabile da **0-10 volt**.

Il secondo operazionale siglato **IC1/B** viene utilizzato come semplice stadio separatore a **guadagno unitario**.

## I MODERNI SINTETIZZATORI a PLL

In un circuito **PLL** è sempre presente uno stadio **oscillatore quarzato** per ottenere la **frequenza** di **riferimento**, uno stadio **comparatore** di **fase**, un **prescaler ECL** ed una **catena** di **divisori programmabili**.

Per quanto si cerchi di ridurre il suo ingombro, anche utilizzando dei componenti in **SMD**, non è comunque mai possibile realizzare dei minuscoli ricetrasmettitori **VHF - UHF** di tipo "palmare" come si vedono oggi in commercio.

Per realizzare questi **microtrasmettitori** le Case Costruttrici hanno messo in commercio **sintetizzatori monochip**, ovvero degli **integrati** al cui interno sono presenti tutti gli **stadi richiesti**, cioè lo stadio oscillatore per il **quarzo** di **riferimento** completo di uno stadio **divisore** in modo da ottenere una frequenza di **riferimento** di pochi **Kilohertz**, uno **stadio divisore** per la frequenza del **VFO**, un completo **comparatore di fase** e, in alcuni **monochip**, anche un **prescaler ECL**.

Di questi **PLL monochip** se ne possono reperire di due tipi distinti:

**1°** programmazione tipo **parallelo**
**2°** programmazione tipo **seriale**

I **monochip** con programmazione **parallelo** racchiudono **tutti** gli stadi necessari per ottenere la sintesi di frequenza, **escluso** il **prescaler** a **ECL** che dovrà essere applicato esternamente in prossimità del **VFO** (vedi fig.26).

Questi **monochip** vengono **programmati** collegando al **positivo** o a **massa**, dei piedini in modo da ottenere il **fattore di divisione** richiesto.

I **monochip** con programmazione **seriale** largamente usati in tutti **i microtrasmettitori**, sono più completi perchè al loro interno è presente anche lo stadio **prescaler ECL** (vedi fig.27).

Questi **monochip** presentano solo un piccolo svantaggio, cioè quello di funzionare soltanto se collegati ad un **microprocessore** che provvederà ad inviare un treno di **impulsi seriali** a questi tre terminali: **clock - data - data transfer**.

Senza un **microprocessore** appositamente **programmato**, non è possibile ottenere nessun **fattore di divisione**.



## DIVISORI di FREQUENZA per PLL

Riteniamo interessante riportare alcuni schemi di **divisori programmabili** con o senza **Prescaler** da utilizzare per dividere la frequenza generata da un qualsiasi **VFO**.

Chi realizzerà un circuito **PLL** dovrà ricordarsi che è sempre consigliabile racchiudere il **VFO** dentro una piccola scatola metallica, in modo che l'intero circuito risulti **schermato**.

Per prelevare il segnale dall'uscita del **VFO** ed applicarlo alla catena dei **divisori** o all'ingresso dell'**ECL**, conviene utilizzare un **cavetto schermato coassiale** del tipo **RG.174**.

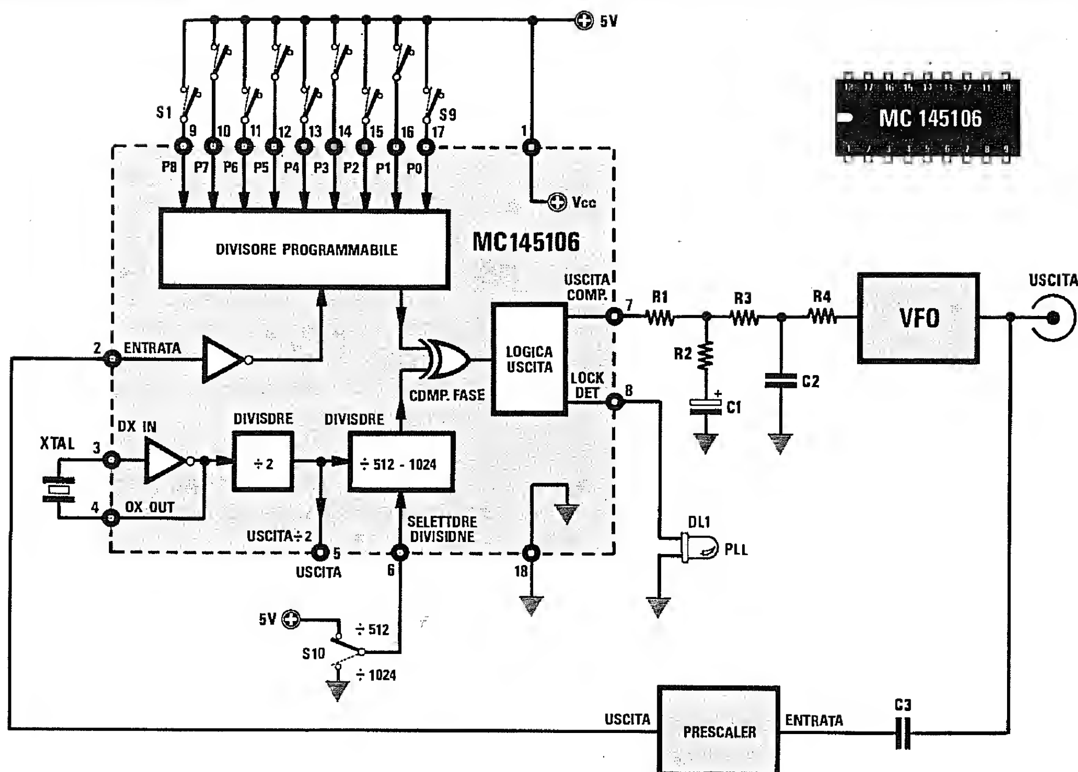



Fig.26 I PLL "monochip" a programmazione PARALLELA si programmano collegando al positivo o a massa (si possono lasciare anche aperti) i piedini di un divisore interno (vedi da S1 a S9). Anche la frequenza del quarzo può essere divisa per un numero fisso (vedi S10).



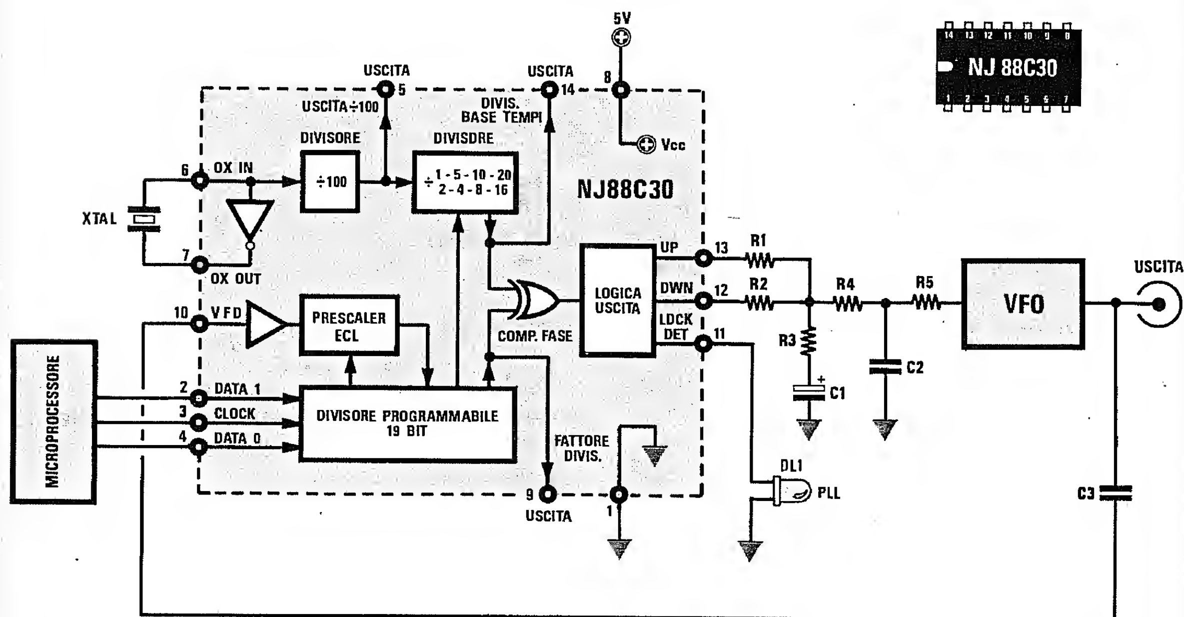
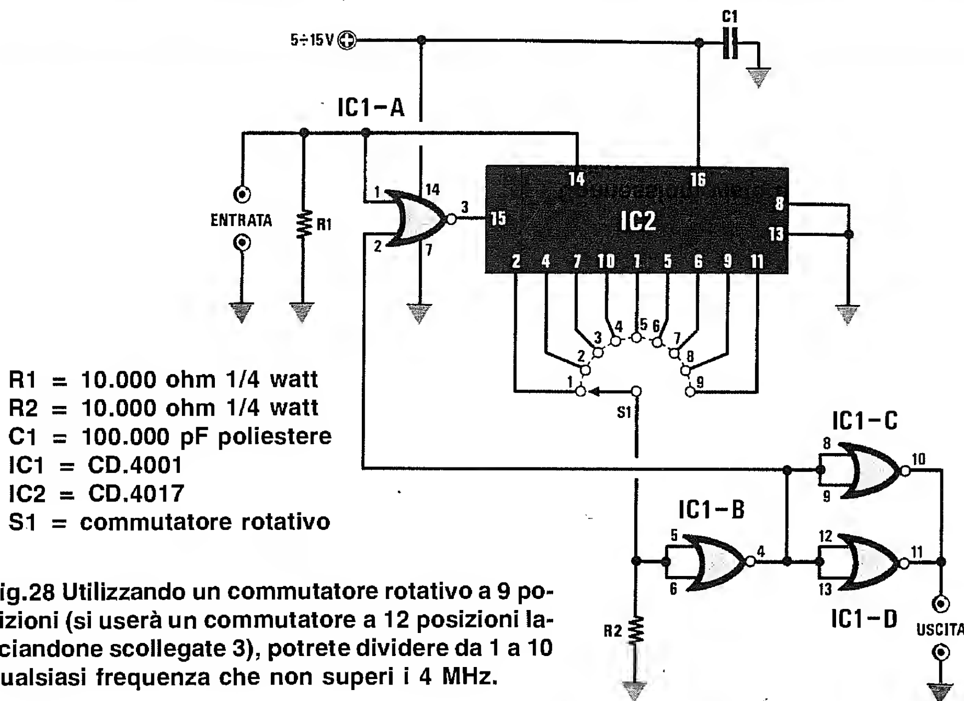



Fig.27 I PLL "monochip" a programmazione SERIALE si possono programmare soltanto se gestiti da un microprocessore esterno. Questi PLL sono usati in molti telefoni cellulari.

## DIVISORE CON CD.4017 (fig.28)




R1 = 10.000 ohm 1/4 watt
R2 = 10.000 ohm 1/4 watt
C1 = 100.000 pF poliestere
IC1 = CD.4001
IC2 = CD.4017
S1 = commutatore rotativo

**Fig.28 Utilizzando un commutatore rotativo a 9 posizioni (si userà un commutatore a 12 posizioni lasciandone scollegate 3), potrete dividere da 1 a 10 qualsiasi frequenza che non superi i 4 MHz.**

In fig.28 vi presentiamo un semplice divisore programmabile, che utilizza due integrati **C-Mos**, un **CD.4017** ed un **CD.4001**.

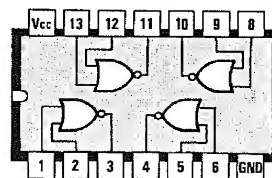
Questo circuito è in grado di dividere da **1** a **10** qualsiasi frequenza, purchè non risulti maggiore di **4 Megahertz**.

Potrete alimentare questo circuito con qualsiasi tensione compresa tra **5** e **15 volt**.

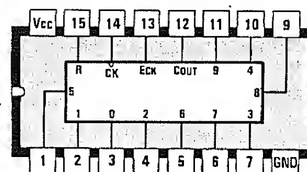
Ruotando il commutatore rotativo **S1** su una delle **9 posizioni** ed applicando sull'ingresso un'onda quadra la cui ampiezza risulti **uguale** alla tensione di alimentazione, in uscita otterrete una frequenza:

**1 posizione = divisa x 2**
**2 posizione = divisa x 3**
**3 posizione = divisa x 4**
**4 posizione = divisa x 5**
**5 posizione = divisa x 6**
**6 posizione = divisa x 7**
**7 posizione = divisa x 8**
**8 posizione = divisa x 9**
**9 posizione = divisa x 10**

Alimentando il divisore con una tensione di 12 volt, vi servirà un segnale ad onda quadra la cui ampiezza non risulti minore di 10-11 volt.



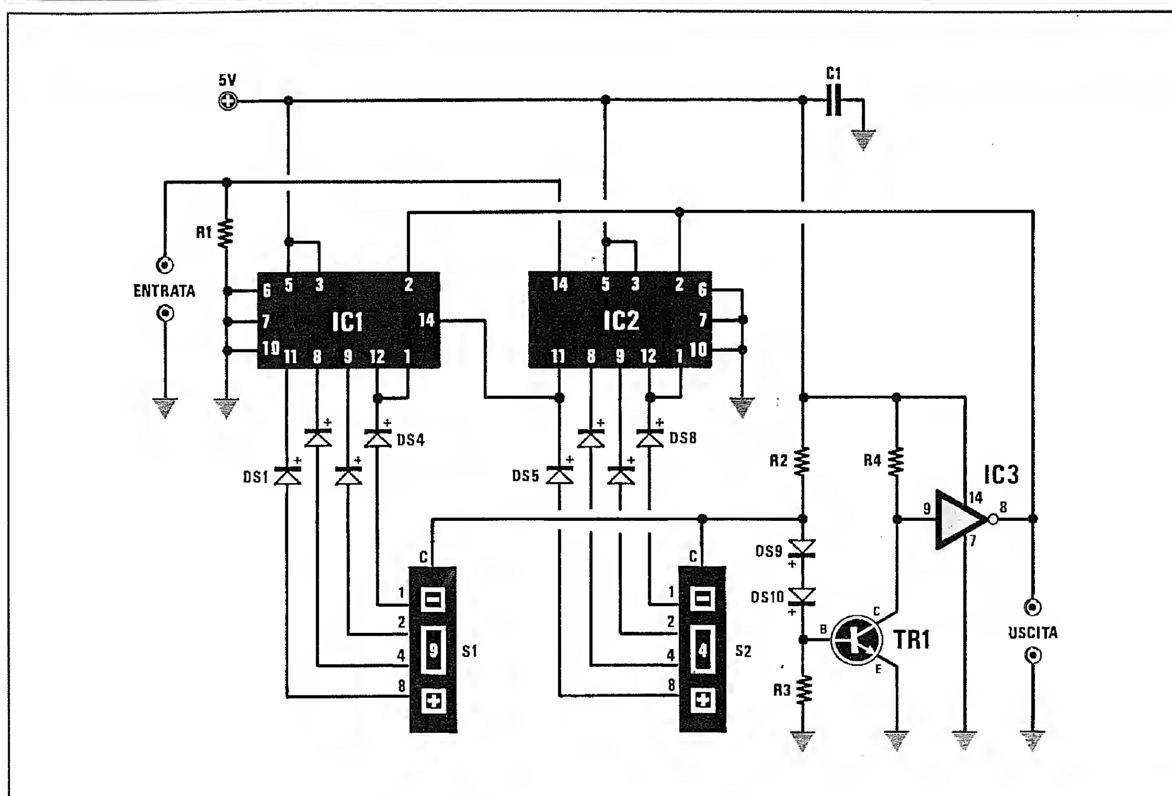

**4001**




**4017**

**Connessioni viste da sopra degli integrati utilizzati in questo circuito divisore.**

## DIVISORE ASINCRONO con SN.7490 (fig.29)




In fig.29 è riprodotto lo schema di un divisore programmabile in grado di dividere da **1** a **99**, che utilizza due contatori **TTL** tipo **SN.7490** e due commutatori **binari**.

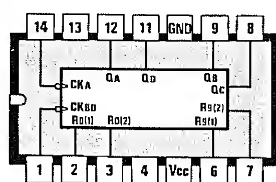
In questo circuito non è consigliabile collegare in **serie** un **terzo divisore**, perchè tutti i **divisori asincroni** introducono un **ritardo** di circa **30 nanosecondi**, quindi anche se userete dei **TTL veloci** non riuscirete mai a dividere frequenze maggiori di **8-9 MHz**.

Per dividere frequenze maggiori di **8-9 MHz** conviene scartare i **contatori asincroni** e scegliere soltanto dei **divisori sincroni**.

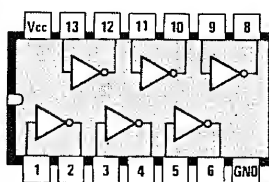
Il numero che imposterete sui due **commutatori binari** corrisponde al numero di volte per il quale verrà **divisa** la frequenza del **VFO**.

**R1 = 1.000 ohm 1/4 watt**
**R2 = 390 ohm 1/4 watt**
**R3 = 470 ohm 1/4 watt**
**R4 = 1.000 ohm 1/4 watt**
**C1 = 100.000 pF ceramico**
**IC1 = SN.7490**
**IC2 = SN.7490**
**IC3 = SN.7404**
**TR1 = 2N.2222**
**DS1 - DS10 = diodi 1N.4148**
**S1 - S2 = commutatori binari**





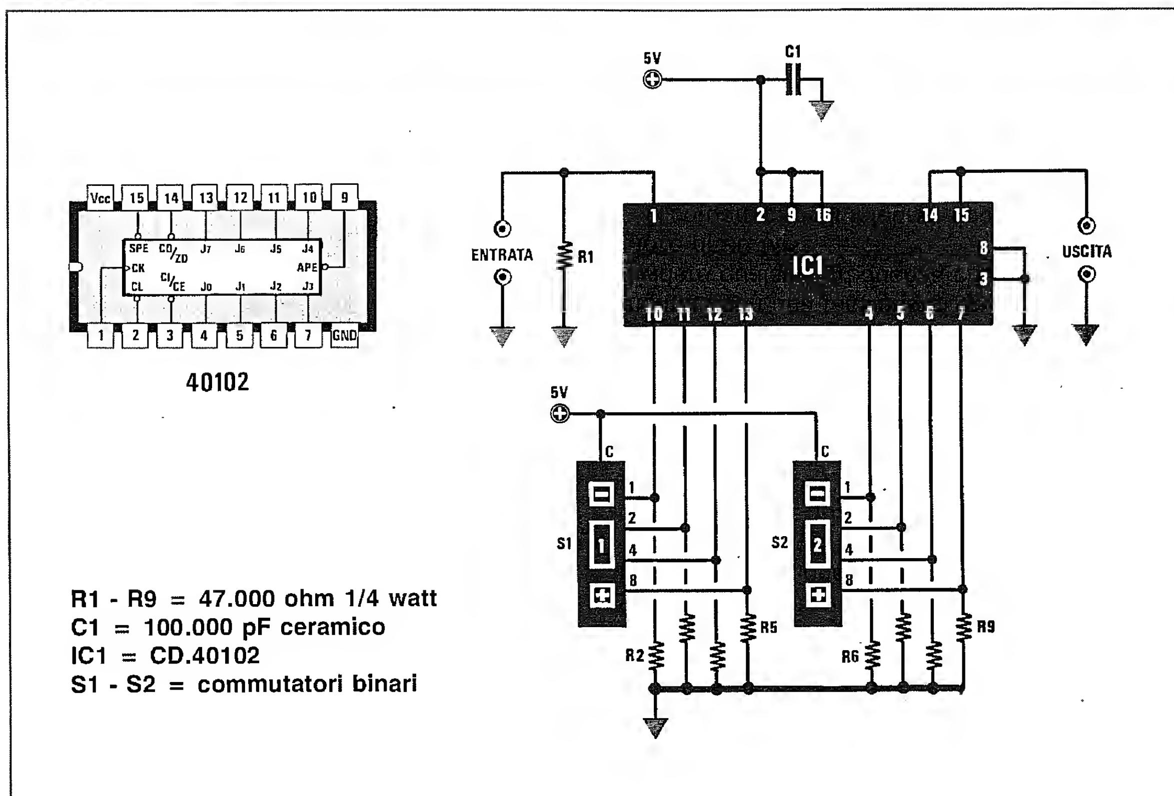

7490




7404

**Connessioni viste da sopra dei due integrati utilizzati in questo stadio divisore. Le connessioni dei commutatori binari sono riprodotte in fig.32.**

## DIVISORE SINCRONO fino a 99 con CD.40102 (fig.30)




In fig.30 è rappresentato lo schema elettrico di un semplice **divisore sincrono**, che utilizza un solo integrato **C/Mos** tipo **CD.40102**, o **HC.40102**.

Questo schema è particolarmente interessante perchè, con un solo integrato e due **commutatori binari**, potrete dividere qualsiasi frequenza da un minimo di **1** fino ad un massimo di **99 volte.**

Utilizzando questo contatore dovrete ricordare che, impostando sui commutatori **binari** un qualsiasi numero da **0** a **98**, otterrete una divisione pari al numero che appare sui due commutatori binari **+1** come qui sotto riportato:

| |
|---|
| **00 divide 1** |
| **01 divide 2** |
| **02 divide 3** |
| **03 divide 4** |
| **04 divide 5** |
| **05 divide 6** |
| **ecc.** |
| **09 divide 10** |
| **10 divide 11** |
| **11 divide 12** |
| **12 divide 13** |
| **ecc.** |
| **50 divide 51** |

| |
|---|
| **51 divide 52** |
| **52 divide 53** |
| **ecc.** |
| **97 divide 98** |
| **98 divide 99** |
| **99 divide 100** |

Potrete alimentare questo circuito con qualsiasi tensione compresa tra **5 - 12 volt**, tenendo però presente che il segnale da applicare sul **piedino d'ingresso 1** deve avere un'ampiezza pari alla tensione di alimentazione.

Se userete un **C/Mos** tipo **CD.40102** alimentato con una tensione di **5 volt**, potrete fargli dividere qualsiasi frequenza che non risulti **maggiore** di **1,5 MHz**.

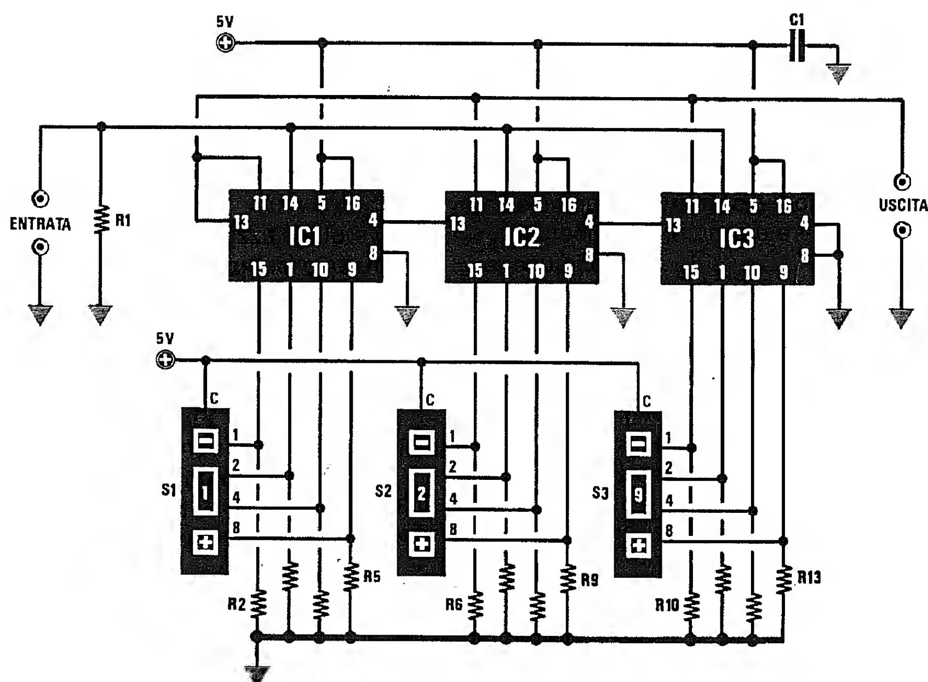
Se alimenterete questo **C/Mos** tipo **CD.40102** con una tensione di **12 volt**, potrete fargli dividere qualsiasi frequenza che non risulti **maggiore** di **4 MHz**.

Se userete un **HC.40102** (Higt speed C/Mos) alimentato con una tensione di **5 volt**, potrete fargli dividere qualsiasi frequenza che non risulti **maggiore** di **20 MHz.**

Ricordate che gli integrati tipo **HC** non accettano tensioni di alimentazione superiori ai **5 volt**.

Il segnale **diviso** si preleverà dai piedini **14-15**.

## DIVISORE SINCRONO fino a 999 con SN.74190 (fig.31)




R1 - R13 = 1.000 ohm 1/4 watt
C1 = 100.000 pF ceramico
IC1 - IC3 = SN.74190
S1 - S3 = commutatori binari

**Fig.31 Impostando un numero sui tre commutatori binari, il contatore inizierà a contare all'indietro partendo da tale numero. Raggiunto il numero 0, il piedino 13 di IC1 si porterà a "livello logico 0" e così facendo ricaricherà il numero impostato sui tre commutatori binari.**

In fig.31 vi presentiamo lo schema di un contatore **sincrono** in grado di dividere fino a **999** e che utilizza dei **TTL** tipo **SN.74190.**

Questo circuito è il più usato per realizzare degli stadi di **divisione** per un **PLL**.

Come potrete notare, il segnale da **dividere** viene applicato in parallelo su tutti tre i piedini d'**ingresso** numero **14**.

Anche se l'integrato **SN.74190** può dividere una frequenza contando sia in **avanti** (up) che **indietro** (down), in un circuito **PLL** si utilizza sempre facendolo contare all'**indietro**.

Per far contare questo integrato in **avanti** o all'**indietro** è sufficiente collegare il piedino **5** al **positivo** di alimentazione o a **massa**.

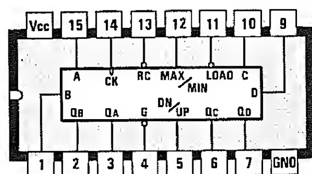
Collegando il piedino **5** al **positivo**, l'integrato conta all'**indietro**.

Collegando il piedino **5** a **massa**, l'integrato conta in **avanti**.

Tenendo presente che ogni integrato divisore è abilitato al **conteggio** solo quando sul piedino **4** è presente un **livello logico 0**, poichè solo il terzo divisore **IC3** ha il **piedino 4** collegato direttamente a **massa**, anche se gli impulsi da **dividere** entrano contemporaneamente in tutti i piedini **14** della catena dei divisori, solo il terzo a destra è **abilitato** al conteggio.

L'integrato **IC3** inizierà a contare alla **rovescia**, cioè partirà dal **numero** impostato sul suo **commutatore binario** fino a raggiungere lo **zero**.

Arrivato al **numero 0**, porterà a **livello logico 0** il piedino d'uscita **13** e poichè questo è collegato al piedino **4** dell'integrato **IC2**, il conteggio proseguirà su **IC2**.




**Connessioni viste da sopra dell'SN.74190. Se si collega il piedino 5 a Massa l'integrato conta in AVANTI, collegandolo al Positivo conta all'INDIETRO. In un circuito divisore per PLL si utilizza facendolo contare sempre all'indietro (vedi schema elettrico di fig.31).**

Anche questo secondo integrato comincerà a contare alla **rovescia** partendo dal **numero** impostato sul suo **commutatore binario** e, non appena raggiungerà il **numero 0**, porterà a **livello logico 0** il piedino d'uscita **13** e, di conseguenza, anche il piedino **4** dell'integrato **IC1** ad esso collegato.

Da questo istante anche **IC1** inizierà a contare alla **rovescia** partendo dal numero impostato sul suo **commutatore binario** e, non appena raggiungerà il **numero 0**, invierà un **livello logico 0** sul suo piedino d'uscita **13** (vedi **IC1**) che entrerà così nell'ingresso del **PLL**.

Poichè il piedino **13** dell'integrato **IC1** è collegato anche a tutti i piedini di **load** (vedi piedino **11**) della catena dei **divisori**, quando questo avrà contato un numero di **impulsi** pari a quello impostato sui tre **commutatori binari**, si ripeterà il successivo ciclo di conteggio.

Ammesso che sui **commutatori binari** risulti impostato il **numero 258**, questo contatore partirà a contare da tale numero alla **rovescia**, cioè **257-256-255**, ecc., e quando avrà raggiunto il numero **0**, il circuito ripartirà sempre dal numero impostato sui **commutatori binari**, cioè da **258** fino allo **0** e questo ciclo si ripeterà all'infinito.

In questa configurazione è possibile applicare sulla catena dei divisori frequenze fino ad un massimo di **35 MHz** circa.

Poichè sull'uscita di questo circuito la frequenza sarà presente sotto forma di **sottili impulsi**, per frequenze di ingresso superiori ai **15 MHz** occorrerà **allargare** tali impulsi prima di inviarli nel comparatore di fase.

Per questo vi consigliamo di utilizzare il circuito allargatore di impulsi con porte logiche Nand pubblicato a pag. 538.

| Numero Commut. | Numero sui terminali | | | |
|---|---|---|---|---|
| | 1 | 2 | 4 | 8 |
| 0 | | | | |
| 1 | SI | | | |
| 2 | | SI | | |
| 3 | SI | SI | | |
| 4 | | | SI | |
| 5 | SI | | SI | |
| 6 | | SI | SI | |
| 7 | SI | SI | SI | |
| 8 | | | | SI |
| 9 | SI | | | SI |

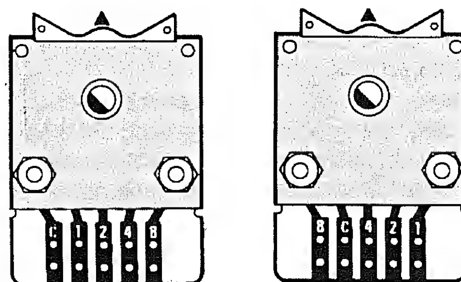



**Fig.32 Sul connettore di un commutatore binario sono sempre presenti quattro piste d'uscita contrassegnate C-1-2-4-8. Il terminale centrale indicato "C" va quasi sempre collegato al positivo ed i terminali 1-2-4-8 ai piedini dell'integrato divisore rispettando la numerazione. Nella Tabella riportata a sinistra potete vedere quale terminale risulta collegato al Centrale (vedi SI) quando sul frontale del commutatore appare un numero da 0 a 9.**

## DIVISORE ASINCRONO fino a 9.999 con CD.4518 (fig.33)

R1 = 10.000 ohm 1/4 watt
R2 = 4.700 ohm 1/4 watt
R3 = 10.000 ohm 1/4 watt
C1 = 100.000 pF ceramico
C2 = 56 pF ceramico
IC1 - IC2 = CD.4518
IC3 = CD.4013
DS1 - DS16 = diodi 1N.4148
S1 - S4 = commutatori binari

Utilizzando due integrati C/Mos tipo **CD.4518**, contenenti ciascuno due contatori decimali che dividono **x10** ed un flip-flop **CD.4013**, è possibile realizzare un divisore da **1** fino ad un massimo di **9.999 volte**.

Come potete vedere, si tratta di uno schema semplice: il segnale applicato in ingresso sul piedino **2** di **IC2** viene diviso contando in **avanti**, partendo da **0** fino a raggiungere il **numero** impostato sui quattro **commutatori binari**.

La frequenza **divisa** viene prelevata dal piedino di uscita **12** del flip-flop siglato **IC3**.

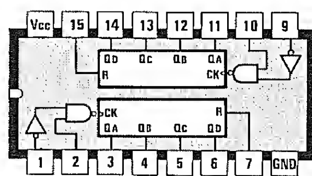
Dal piedino **13** dello stesso flip-flop viene prelevato, tramite il condensatore **C2**, l'impulso di **reset**, che giungerà sui piedini **7-15** dei due **CD.4518**.

Il vantaggio di questo circuito è quello di essere molto compatto pur avendo un elevato fattore di divisione.

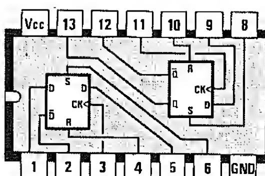
Questo circuito che utilizza integrati tipo C-Mos, può essere alimentato indifferentemente con una tensione da **5** a **15 volt** tenendo comunque presente che la massima frequenza che può dividere si aggira sui **3,5-4 MHz**, quindi per dividere frequenze molto elevate occorre farlo precedere da un **prescaler ECL**.

Se nel montare questo circuito collegherete anche un solo **diodo al silicio** alla rovescia (vedi diodi sui **commutatori**), non funzionerà.





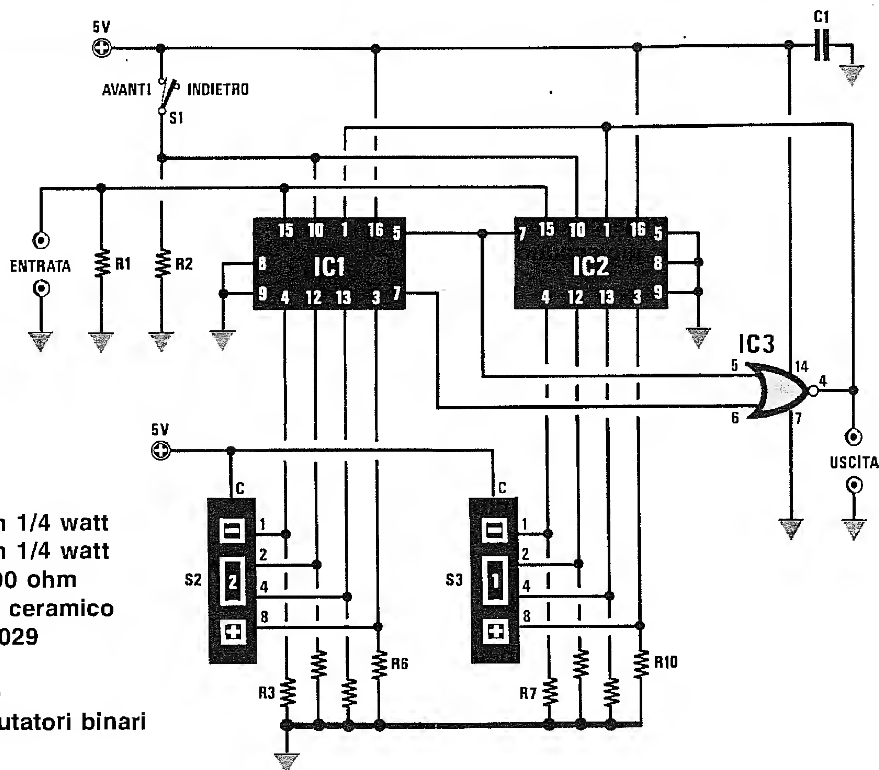
4518



4013

**Connessioni viste da sopra dei due integrati utilizzati in questo divisore da 1 a 9.999.**

## DIVISORE SINCRONO AVANTI-INDIETRO con CD.4029 (fig.34)




R1 = 10.000 ohm 1/4 watt
R2 = 10.000 ohm 1/4 watt
R3 - R10 = 10.000 ohm
C1 = 100.000 pF ceramico
IC1 - IC2 = CD.4029
IC3 = CD.4001
S1 = interruttore
S2 - S3 = commutatori binari

Qui in alto è raffigurato lo schema di un divisore **sincrono** da **0** a **99** che utilizza due integrati **CD.4029** ed una porta **NOR**.

Potrete far contare questo divisore in **avanti** o all'**indietro**, spostando semplicemente da un estremo all'altro la levetta dell'interruttore **S1**.

Chiudendo **S1**, sui piedini **10** verrà applicato un **livello logico 1** ed in questa condizione il contatore conterà in **avanti**, cioè partirà dal **numero 0** ed arrivato al **numero** massimo impostato sui due commutatori binari si **azzererà.**

Aprendo **S1**, sui piedini **10** risulterà presente un **livello logico 0** ed in questa condizione il contatore conterà alla **rovescia**, cioè partirà dal **numero** impostato sui commutatori binari e quando arriverà al **numero 0** i contatori verranno **azzerati.**

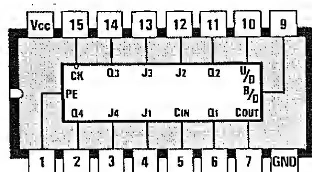
Collegando questo divisore che utilizza degli integrati **CD.4029** ad un contatore per **PLL**, dovrete sempre tenere **aperto S1**.

Solo in questo modo il numero che imposterete sui **commutatori binari** corrisponderà al reale **fattore di divisione**, vale a dire che se imposterete il numero **18**, il contatore dividerà **x18**, se imposterete **74**, il contatore dividerà **x74**.

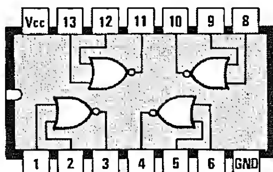
Chiudendo **S1** il **fattore di divisione** si ottiene **sottraendo** al numero **fisso 99** il numero impostato sui **commutatori binari**.

Se sui commutatori binari imposterete il numero **81**, il fattore di divisione sarà pari a:

**99 - 81 = 18 volte**




4029




4001

**Connessioni viste da sopra dei due integrati utilizzati in questo divisore avanti/indietro.**

## PLL da 20,00 a 99,90 MHz con step di 100 KHz (fig.35)

In fig.35 riportiamo lo schema di un sintetizzatore **PLL** completo di un **prescaler ECL** che divide **x10-11**, che potrete utilizzare per pilotare qualsiasi **VFO** partendo da un **minimo** di **20 MHz** fino ad un **massimo** di **99,9 MHz**.

La **minima** frequenza di lavoro si aggira sui **20 MHz** perchè, come già abbiamo precisato, un **ECL** non riesce a dividere frequenze **minori** di **20 MHz**.

Poichè un **VFO** difficilmente riesce a coprire l'intera gamma compresa tra **20 MHz** e **999 MHz**, dovrete scegliere un circuito di sintonia, cioè **bobina + diodi varicap**, in grado di coprire la sola banda di frequenza che vi interessa sintetizzare.

Per far oscillare il **quarzo** da **1 MHz** viene usato un normale circuito composto da due porte **Nand**, contenute all'interno dell'integrato **IC1**, un **CD.4011**.

Questa frequenza viene poi divisa **x10** dall'integrato **IC2**, un **CD.40102**, in modo da ottenere una **frequenza di riferimento** da **0,1 MHz** che applicherete sul piedino d'ingresso **14** del **PLL** tipo **CD.4046**, siglato nello schema elettrico con **IC3**.

Dal piedino di uscita **13** del **PLL** preleverete la tensione da applicare tramite il **loop-filter** (vedi **R3**, **R4**, **R5**, **R6**, **C4** e **C5**) ai **diodi varicap** collegati in parallelo alla bobina di **sintonia** del **VFO**.

Il segnale **RF** presente sull'uscita del **VFO** oltre a proseguire verso i successivi **amplificatori RF** raggiungerà, tramite le resistenza **R8** ed il condensatore **C8**, il piedino d'ingresso **5** del prescaler **SP.8799** che nello schema abbiamo siglato **IC4**.

Dal piedino d'uscita **3** il segnale diviso dal **prescaler** raggiungerà tutti i piedini d'ingresso **14** dei tre divisori **74190** siglati **IC5**, **IC6**, **IC7**.

Poichè questo stadio è un **doppio modulo**, i tre commutatori **binari S1 - S2 - S3** applicati su questi integrati vi permetteranno di effettuare le seguenti **divisioni**:

**IC7 = centinaia di KHz**
**IC6 = unità di MHz**
**IC5 = decine di MHz**

Il segnale diviso da questa catena di **divisori** entrerà nel piedino **3** del **PLL** siglato **IC3.**

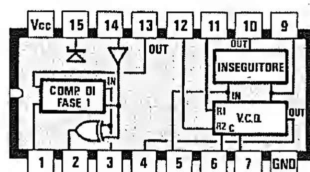
Quando la frequenza che entra nel piedino **3** è perfettamente identica a quella di **riferimento**, sul piedino **14** si **accenderà** il diodo led **DL1** applicato sull'Emettitore del transistor **TR1**.

Se questo diodo led **non** si accende, significa che il circuito di sintonia del **VFO** non è in grado di generare la frequenza **programmata** nel **PLL**, quindi dovrete sostituire la **bobina** presente con un'altra che abbia più o meno spire.

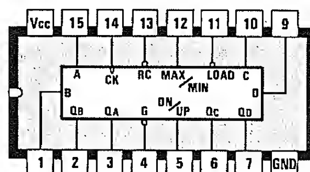
Il **flip-flop set - reset** costituito da **IC1/C - IC1/D**, pilotato dal piedino **13** di **IC7**, viene utilizzato per commutare a **livello logico 1** oppure a **livello logico 0** il piedino di **controllo** del **prescaler**, in modo da farlo dividere in funzione del numero di divisione impostato sui **commutatori binari x10** oppure per **x11**.

Il circuito andrà alimentato con una tensione di **5 volt stabilizzati.**

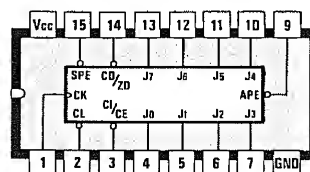
| | | |
|---|---|---|
| **R1 = 1 mega ohm 1/4 watt** | **C2 = 10 - 60 pF compens.** | **IC2 = CD.40102** |
| **R2 = 3.300 ohm 1/4 watt** | **C3 = 100.000 pF ceramico** | **IC3 = CD.4046** |
| **R3 = 22.000 ohm 1/4 watt** | **C4 = 2,2 mF elettr.** | **IC4 = SP.8799** |
| **R4 = 2.200 ohm 1/4 watt** | **C5 = 1.000 pF ceramico** | **IC5 = SN.74190** |
| **R5 = 22.000 ohm 1/4 watt** | **C6 = 100.000 pF poliestere** | **IC6 = SN.74190** |
| **R6 = 47.000 ohm 1/4 watt** | **C7 = 100.000 pF ceramico** | **IC7 = SN.74190** |
| **R7 = 22.000 ohm 1/4 watt** | **C8 = 10.000 pF ceramico** | **TR1 = NPN BC.237** |
| **R8 = 100 ohm 1/4 watt** | **C9 = 1.000 pF ceramico** | **DL1 = diodo led** |
| **R9 = 390 ohm 1/4 watt** | **C10 = 100.000 pF ceramico** | **XTAL = quarzo da 1 MHz** |
| **R10 - R21 = 330 ohm 1/4 watt** | **C11 = 100.000 pF ceramico** | **S1 - S3 = commutatori binari** |
| **C1 = 56 pF ceramico** | **IC1 = SN.7400** | |



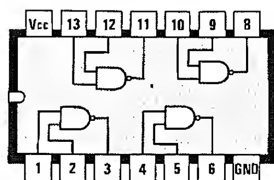
**4046**



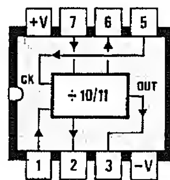
**74190**



**40102**




7400




SP8799

**Fig.35 Di lato, le connessioni degli integrati usati in questo progetto viste dall'alto. Si noti la tacca di riferimento a U presente sul lato sinistro del loro corpo.**

## PLL da 20,00 a 220 MHz con step di 10 KHz (fig.36)

Nello schema precedente vi abbiamo presentato un **PLL** con **step** di **100 KHz**, quindi ammesso che il **VFO** lavori sulla gamma **70-75 MHz**, si potevano ottenere delle frequenze distanziate le une dalle altre di **0,1 MHz**, cioè:

**70,000 MHz**
**70,100 MHz**
**70,200 MHz**
**70,300 MHz ecc.**

Se vi necessita disporre di **step** di soli **10 KHz**, cioè ottenere tutta una serie di frequenze distanziate di **0,01 MHz:**

**70,000 MHz**
**70,010 MHz**
**70,020 MHz**
**70,030 MHz ecc.**

dovrete utilizzare lo schema visibile in fig.36.

Il **quarzo** da **1 MHz** viene sempre fatto oscillare dalle due porte **Nand** siglate IC1-A ed IC1-B presenti all'interno dell'integrato **SN.7400** ed applicato sull'ingresso dell'integrato **IC2** che è il **CD.40102**, ma quest'ultimo viene collegato in modo da dividere **x100** (si noti la diversa configurazione), così da ottenere sulla sua uscita una **frequenza di riferimento** di **0,01 MHz** (pari a **10 KHz**), che applicherete sul piedino d'ingresso **14** del **PLL** tipo **CD.4046** siglato nello schema elettrico con **IC3**.

Dal piedino di uscita **13** del **PLL** preleverete la tensione da applicare tramite il **loop-filter** (vedi **R3, R4, R5, R6, C4** e **C5**) ai **diodi varicap** posti in parallelo alla bobina di **sintonia** del **VFO**.

Il segnale **RF** presente sull'uscita del **VFO**, oltre a proseguire verso i successivi **amplificatori RF**, raggiungerà tramite le resistenza **R8** ed il condensatore **C9** il piedino d'ingresso **5** del prescaler **SP.8710 divisore x100-101**, che nello schema abbiamo siglato **IC4**.

Dal piedino d'uscita **3** il segnale diviso dal **prescaler** raggiungerà tutti i piedini d'ingresso **14** dei **cinque** divisori **74190** siglati **IC5, IC6, IC7, IC8** ed **IC9**.

Poichè questo stadio è un **doppio modulo**, i commutatori **binari** applicati su questi integrati vi permetteranno di effettuare le seguenti **divisioni:**

**S5 - IC9 = decine di KHz**
**S4 - IC8 = centinaia di KHz**
**S3 - IC7 = unità di MHz**
**S2 - IC6 = decine di MHz**
**S1 - IC5 = centinaia di MHz**

Il segnale diviso da questa catena di **divisori** entrerà nel piedino **3** del **PLL** siglato **IC3**.

Quando la frequenza che entra nel piedino **3** è perfettamente identica a quella di **riferimento** che entra nel piedino **14**, si **accenderà** il diodo led **DL1** applicato sull'Emettitore del transistor **TR1**.

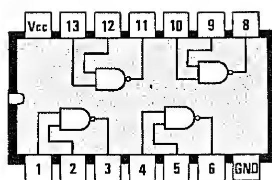
Se questo diodo led **non** si accende, significa che il circuito di sintonia del **VFO** non è in grado di generare la frequenza da voi **programmata.**

Il **flip-flop set - reset** costituito da **IC1/C - IC1/D** pilotato dal piedino **13** di **IC8**, viene utilizzato per commutare a **livello logico 1** oppure a **livello logico 0** il piedino di **controllo** del **prescaler**, in modo da farlo dividere, in funzione del numero di divisione impostato sui **commutatori binari, x100** oppure **x101**.

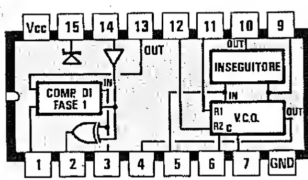
Il circuito andrà alimentato con una tensione di **5 volt stabilizzati.**



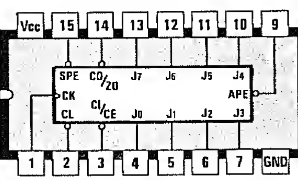
| | | |
|---|---|---|
| **R1 = 1 megaohm 1/4 watt** | **C1 = 56 pF ceramico** | **C11 = 100.000 pF ceramico** |
| **R2 = 3.300 ohm 1/4 watt** | **C2 = 10 - 60 pF compensatore** | **IC1 = SN.7400** |
| **R3 = 22.000 ohm 1/4 watt** | **C3 = 100.000 pF ceramico** | **IC2 = CD.40102** |
| **R4 = 2.200 ohm 1/4 watt** | **C4 = 2,2 mF elettr.** | **IC3 = CD.4046** |
| **R5 = 22.000 ohm 1/4 watt** | **C5 = 1.000 pF ceramico** | **IC4 = SP.8710** |
| **R6 = 47.000 ohm 1/4 watt** | **C6 = 100.000 pF poliestere** | **IC5 - IC9 = SN.74190** |
| **R7 = 22.000 ohm 1/4 watt** | **C7 = 1.000 pF ceramico** | **TR1 = NPN BC.237** |
| **R8 = 100 ohm 1/4 watt** | **C8 = 100.000 pF ceramico** | **DL1 = diodo led** |
| **R9 = 330 ohm 1/4 watt** | **C9 = 1.000 pF ceramico** | **XTAL = quarzo da 1 MHz** |
| **R10 - R29 = 330 ohm 1/4 watt** | **C10 = 10.000 pF ceramico** | **S1 - S5 = commutatori binari** |



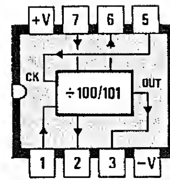
7400



4046



40102



SP8710

## PLL MONOCHIP da 20 MHz a 220 MHz con step di 1 MHz (fig.37)

Nella pagina accanto abbiamo raffigurato lo schema di un completo sintetizzatore **PLL** che utilizza un integrato **MC.145106**, vale a dire un **monochip** contenente tutti gli stadi richiesti dal **PLL**, cioè:

- **Stadio oscillatore per il quarzo**
- **Stadio divisore per il quarzo**
- **Stadio PLL**
- **Catena di Divisore per il VFO**

Questo integrato permette di ottenere dei semplici sintetizzatori **PLL** molto compatti, ma con degli **step** minimi di **1 Megahertz**, pertanto questo circuito serve solo per realizzare dei **radiomicrofoni** o dei **trasmettitori** che funzionano su determinate frequenze **fisse**.

Il **quarzo** applicato sui piedini **3-4** di questo integrato verrà internamente **diviso x512** o **x1.024**.

Collegando a **massa** il piedino **6**, la frequenza del **quarzo** verrà **divisa x512**.

Collegando al **positivo** il piedino **6** tramite S10, la frequenza del **quarzo** verrà divisa **x1.024**.

La **frequenza di riferimento** utilizzata da questo **PLL** si ricaverà usando queste due formule:

**MHz Rif. = MHz QUARZO : 1.024**
**MHz Rif. = MHz QUARZO : 512**

Conoscendo la **frequenza di riferimento**, potrete calcolare la frequenza di lavoro del **VFO** utilizzando la formula:

**MHz VFO = (MHz Rif. x Fatt. divisione) x 100**

Conoscendo la **frequenza** che si desidera ottenere dal **VFO**, potrete calcolare il **numero di divisione** utilizzando la formula:

**Fattore divisione = (MHz VFO : MHz Rif.) : 100**

Il **numero di divisione** che potrete programmare in questo integrato va da un **minimo** di **1** ad un **massimo** di **511** e si potrà programmare collegando al **positivo** di alimentazione i piedini **9-10-11-12-13-14-15-16-17**.

Il numero **100** è il fattore di divisione del **prescaler**, che nel nostro schema è **100** in quanto abbiamo usato un **ECL** tipo **SP.8710**.

Se userete un diverso **ECL**, dovrete sostituire il numero **100** con il numero di divisione per il quale è possibile programmarlo.

**CALCOLO fattore di DIVISIONE**

Per calcolare il **fattore di divisione** dovrete ricordare che **i** piedini di questo integrato, se collegati al **positivo** di alimentazione, hanno il seguente **peso**:

**piedino 9 = divide 256 volte**
**piedino 10 = divide 128 volte**
**piedino 11 = divide 64 volte**
**piedino 12 = divide 32 volte**
**piedino 13 = divide 16 volte**
**piedino 14 = divide 8 volte**
**piedino 15 = divide 4 volte**
**piedino 16 = divide 2 volte**
**piedino 17 = divide 1 volta**

Gli esempi che ora vi proponiamo potranno risultare utili per capire come occorre procedere per programmare il fattore di divisione di questo integrato **MC.145106**.

**Esempio** = Supponiamo che in questo **PLL** abbiate utilizzato un **quarzo** da **10,24 MHz** e che abbiate collegato al **positivo** di alimentazione il piedino **6** in modo da **dividere** la sua frequenza **x1.024.**

Per sapere quale sarà il valore della **frequenza di riferimento** e quali piedini dovrete collegare al **positivo** per ottenere dal **VFO** una frequenza di **183 MHz,** la prima operazione da eseguire sarà quella di calcolare la frequenza di **riferimento** usando la formula:

**MHz Rif. = MHz QUARZO : 1.024**

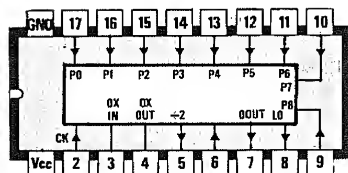
**10,24 : 1.024 = 0,01 MHz**

Conoscendo la frequenza di **riferimento** ed **i MHz** da prelevare dal **VFO**, calcolerete **il numero di divisione** utilizzando la formula:

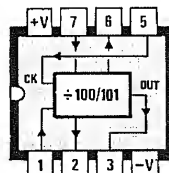
**Fatt. divisione = (MHz VFO : MHz Rif.) : 100**

**(183 : 0,01) : 100 = 183 numero divisioni**

A questo punto per conoscere quali piedini bisognerà collegare al **positivo**, bisognerà inserire nella colonna in **alto** della Tabella n.1 il numero **183** facendo poi una **sottrazione.**




MC145106




SP8710

**Connessioni viste da sopra dei due integrati e del transistor BC.307 viste da sotto.**

R1 = 22.000 ohm 1/4 watt
R2 = 330 ohm 1/4 watt
R3 = 22.000 ohm 1/4 watt
R4 = 2.200 ohm 1/4 watt
R5 = 22.000 ohm 1/4 watt
R6 = 47.000 ohm 1/4 watt
R7 = 100 ohm 1/4 watt
C1 = 100.000 pF ceramico
C2 = 33 pF ceramico
C3 = 10 - 60 pF compensatore
C4 = 100.000 pF poliestere
C5 = 10.000 pF ceramico
C6 = 100.000 pF ceramico
C7 = 1.000 pF ceramico
C8 = 10.000 pF ceramico
9 = 1.000 pF ceramico
C10 = 2,2 mF elettr.
C11 = 1.000 pF ceramico
IC1 = MC.145106
IC2 = SP.8710
TR1 = PNP BC.307
DL1 = diodo led
XTAL = quarzo da 10,24 MHz
S1 - S10 = deviatori

TABELLA N.1

| | | | | | | | | |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| | | | | | | | | |
| 256 pied.9 | 128 pied.10 | 64 pied.11 | 32 pied.12 | 16 pied.13 | 8 pied.14 | 4 pied.15 | 2 pied.16 | 1 pied.17 |
| | | | | | | | | |

Se il **numero** non si riesce a **sottrarre**, sotto scriverete **no**, poi sposterete il numero verso **destra** e ripeterete l'operazione.

Se il **numero** si riesce a **sottrarre**, riporterete nella colonna sottostante il **risultato** ottenuto, poi in alto nella colonna di destra e procederete così fino ad arrivare all'ultima casella di destra.

| | | | | | | | | |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| 183 | 183 | 55 | 55 | 23 | 7 | 7 | 3 | 1 |
| 256 | 128 | 64 | 32 | 16 | 8 | 4 | 2 | 1 |
| no | 55 | no | 23 | 7 | no | 3 | 1 | 0 |

Nella casella sottostante, dove è presente un **no** il piedino rimane **scollegato** dal positivo, dove è presente un qualsiasi **numero**, compreso lo **0**, dovrete collegarlo al **positivo**.

In questo esempio collegherete al **positivo i** piedini:

**10 - 12 - 13 - 15 - 16 - 17**

Come controprova, sommate i **pesi** di questi piedini e così scoprirete che il numero che otterrete è esattamente **183**:

**128 + 32 + 16 + 4 + 2 + 1 = 183**

**Esempio** = Supponiamo che, nel circuito di fig.37, abbiate collocato un quarzo da **5,5 MHz** sui piedini **4-3** dell'oscillatore ed a **massa** il piedino **6** in modo da **dividere** la sua frequenza **x512**.

A questo punto vorreste conoscere quali frequenze si potranno ottenere dal **VFO** utilizzando tutte le **divisioni** possibili che l'integrato **MC.145106** è in grado di effettuare.

La prima operazione da eseguire sarà quella di calcolare la frequenza di **riferimento** usando la formula:

**MHz Rif. = MHz QUARZO : 512**

**5,5 : 512 = 0,010742 MHz**

Conoscendo la frequenza di **riferimento** e sapendo che il **prescaler** può lavorare da **20 MHz** a **220 MHz**, potrete utilizzare un **fattore di divisione** che non risulti **minore** di **20** nè **maggiore** di **204**.

Infatti usando la formula:

**MHz VFO = (MHz Rif. x Fatt. divisione) x 100**

ricaverete questi dati:

**(0,010742 x 20) x 100 = 21,484 MHz**

**(0,010742 x 204) x 100 = 219,136 MHz**

Ammesso che si desideri ottenere una frequenza di **145,017 MHz**, potrete calcolare il **fattore di divisione** utilizzando la formula:

**Fatt. divisione = (MHz VFO : MHz Rif.) : 100**

**(145,017 : 0,010742) : 100 = 135**

A questo punto dovrete controllare con la **Tabella n.1** quali piedini collegare al **positivo**.

| | | | | | | | | |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| 135 | 135 | 7 | 7 | 7 | 7 | 7 | 3 | 1 |
| 256 | 128 | 64 | 32 | 16 | 8 | 4 | 2 | 1 |
| no | 7 | no | no | no | no | 3 | 1 | 0 |

vale a dire i soli piedini **10 - 15 - 16 -17**, infatti facendo la **somma** dei loro **pesi** otterrete:

**128 + 4 + 2 + 1 = 135**

Usando la **Tabella n.1** che riporta il **peso** di ogni piedino, sarà estremamente facile conoscere quali di questi piedini bisognerà collegare al **positivo** (livello logico **1**) e quali lasciare **aperti** o collegare a **massa** (livello logico **0**).

Come avrete dedotto dagli esempi proposti, risulterà anche molto semplice conoscere quale **fattore di divisione** si otterrà collegando al **positivo** uno o più piedini.

In questo caso dovrete soltanto **sommare** il **peso** dei piedini collegati al **positivo**, per conoscere quante volte la frequenza applicata sull'ingresso verrà divisa dall'integrato **MC.145106**.

## PLL MONOCHIP da 20 MHz a 350 MHz con step di 0,1 MHz (fig.38)

In fig.38 riportiamo lo schema di un sintetizzatore **PLL** che utilizza l'integrato **MC.145152** della **Motorola** provvisto di un **doppio modulo** per gestire un **prescaler ECL** tipo **SP.8690** che divide **x10 - x11**.

In questo **monochip** sono presenti **tre gruppi** di piedini che servono per effettuare queste **divisioni**:

**Piedini 4 - 5 - 6**

dividono la frequenza del **quarzo** (vedi **Tabella n.1**) per ottenere la **frequenza di riferimento** per il **PLL**.

**Piedini 10 - 25 - 24 - 22 - 21 - 23**

dividono la frequenza del **VFO** per le **centinaia** di **Kilohertz.** In pratica questo sarebbe il **modulo A** che gestisce il **prescaler.** Questo **modulo A** può dividere da un **minimo** di **1** ad un **massimo** di **63.**

**Piedini 20-19-18-17-16-15-14-13-12-11**

dividono la frequenza del **VFO** per le **unità - decine - centinaia** di **Megahertz**. In pratica questo sarebbe il **modulo N** del **PLL**.

Questo **modulo N** può dividere da un **minimo** di **1** ad un **massimo** di **1.023**.

### NOTE IMPORTANTI

Questo circuito non può utilizzare **VFO** che lavorino su frequenze inferiori a **20 MHz** o maggiori di **350 MHz**, perchè il **prescaler ECL** non riesce a dividerle.

Il **modulo N** non deve mai essere programmato per un numero **minore** a quello su cui è programmato il **modulo A**, perchè in queste condizioni il **PLL** si **blocca**.

Quindi, se programmerete il **modulo A** per **dividere x50**, potrete programmare il **modulo N** per **dividere** da **51** in **su**, e **mai** da **50** in **giù**.

### DIVISIONE del QUARZO

Nel **PLL** di fig.38 potrete utilizzare dei **quarzi** la cui frequenza **divisa** per il numero di **divisioni** che potete programmare con **i piedini 4-5-6**, dia come valore finale **0,1 MHz**, pertanto i **quarzi** che consigliamo di usare dovranno avere queste frequenze **6,4 - 12,8 - 25,6 - 51,2 MHz.**

**TABELLA N.1**
**DIVISIONE del QUARZO**

| piedini 6 | 5 | 4 | divisione |
|---|---|---|---|
| 0 | 0 | 0 | 8 |
| 0 | 0 | 1 | 64 |
| 0 | 1 | 0 | 128 |
| 0 | 1 | 1 | 256 |
| 1 | 0 | 0 | 512 |
| 1 | 0 | 1 | 1.024 |
| 1 | 1 | 0 | 1.160 |
| 1 | 1 | 1 | 2.048 |

**Nota:** Il **livello logico 0** si ottiene collegando i piedini a **massa**, ed il **livello logico 1** si ottiene **scollegandoli** da massa.

Se userete un quarzo da **6,4 MHz**, dovrete dividerlo **x64** per ottenere **0,1 MHz**, se userete un quarzo da **12,8** lo dovrete dividere **x128**, se invece userete un quarzo da **25,6 MHz** lo dovrete dividere **x256**, per poter sempre ottenere una **frequenza di riferimento** di **0,1 MHz**.

### DIVISIONE modulo A

Per poter ottenere un **fattore di divisione** dovrete scollegare da **massa** uno o più piedini del **modulo A**.

Il **peso** dei piedini **scollegati da massa** è il seguente:

**piedino 10 = 32**
**piedino 25 = 16**
**piedino 24 = 8**
**piedino 22 = 4**
**piedino 21 = 2**
**piedino 23 = 1**

Volendo ottenere una **divisione x10**, dovrete lasciare **scollegati** da **massa** i piedini **24-21**, infatti, sommando i loro **pesi** otterrete **8 + 2 = 10**.

Volendo ottenere una **divisione x19**, dovrete lasciare **scollegati** da **massa** i piedini **25-21-23**, infatti sommando i loro **pesi** otterrete **16 + 2 + 1 = 19**.

### DIVISIONE modulo N

Per poter ottenere un **fattore di divisione** dovrete scollegare da **massa** uno o più piedini del **modulo N** (vedi schema di fig.38).

Il **peso** dei piedini **scollegati da massa** è il seguente:

**piedino 20 = 512**
**piedino 19 = 256**
**piedino 18 = 128**
**piedino 17 = 64**
**piedino 16 = 32**
**piedino 15 = 16**
**piedino 14 = 8**
**piedino 13 = 4**
**piedino 12 = 2**
**piedino 11 = 1**

Per conoscere quali piedini occorre **scollegare** da **massa** per ottenere il numero di **divisioni** richiesto, potrete usare la **Tabella n.2**.

**TABELLA N.2**

| | | | | | | | | | |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| | | | | | | | | | |
| 512 pied.20 | 256 pied.19 | 128 pied.18 | 64 pied.17 | 32 pied.16 | 16 pied.15 | 8 pied.14 | 4 pied.13 | 2 pied.12 | 1 pied.11 |
| | | | | | | | | | |

Nella colonna in alto inserirete il numero di **divisione**, poi farete una **sottrazione**.

Se il **numero** non si riesce a **sottrarre**, nella colonna sottostante scriverete **no** e questo numero lo sposterete verso **destra**, poi ripeterete l'operazione.

Se il **numero** si riesce a **sottrarre**, riporterete nella colonna sottostante **il risultato** ottenuto, poi lo sposterete in alto nella colonna di destra e procederete così fino ad arrivare nell'ultima casella di destra.

Tutti i piedini in cui nella colonna in **basso** è riportato **NO** andranno **collegati** a **massa**, tutti gli altri in corrispondenza dei quali è riportato un numero qualsiasi, compreso lo **0**, andranno scollegati da **massa.**

Per conoscere il **numero di divisione** totale da scegliere, potrete usare la seguente formula:

**Fattore divisione = (P x N) + A**

**P** = è la **minima** divisione che riesce a compiere il **prescaler SP.8680**, che divide **x10-11**, quindi dovrete inserire **10**.

**N** = è il numero di divisione impostato sui piedini relativi al **modulo N**.

**A** = è il numero di divisione impostato sui piedini relativi al **modulo A**.

**Esempio** = Per conoscere quali sono i piedini da scollegare da **massa** per programmare il **modulo N** per un fattore di divisione di **283**, dovrete inserire in alto a sinistra nella **Tabella n.2** il numero **283,00**, sottraendo poi a questo il **peso** indicato nella casella centrale.

| | | | | | | | | | |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| 283 | 283 | 27 | 27 | 27 | 27 | 11 | 3 | 3 | 1 |
| 512 | 256 | 128 | 64 | 32 | 16 | 8 | 4 | 2 | 1 |
| no | 27 | no | no | no | 11 | 3 | no | 1 | 0 |

I piedini che dovrete **scollegare** da **massa** sono quelli che nella colonna in basso non riportano la scritta **no**, quindi dovrete scollegare i piedini **19 - 15 - 14 - 12 - 11** e tutti quelli del **Modulo A**, infatti, sommando i loro **pesi** otterrete il fattore di divisione:

**256 + 16 + 8 + 2 + 1 = 283**

**Esempio** = Supponiamo di voler realizzare un **VFO** sintonizzato sulla frequenza di **144,200 MHz** e quindi di voler conoscere per quale fattore di **divisione** dovrete programmare i **moduli N** ed **A.**

Come prima operazione calcolerete il numero di divisione del **modulo N** che darà la frequenza di **144 MHz** e, per conoscerlo, userete la formula:

**Fattore divisione = (MHz VFO : MHz Rif.) : P**

**MHz Rif.** = è la frequenza di **riferimento**, vale a dire la frequenza del quarzo già **divisa** in base al fattore scelto tramite i piedini **6-5-4**.

Avendo una frequenza di **riferimento** di **0,1 MHz** e un **P** = **prescaler** che divide **x10**, otterrete:

**(144 : 0,1) : 10 = 144**

Nella **Tabella n.2** inserite in alto nella prima casella di **sinistra** il numero **144**, poi eseguite la sottrazione come vi abbiamo già spiegato.

| | | | | | | | | | |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| 144 | 144 | 144 | 16 | 16 | 16 | 0 | 0 | 0 | 0 |
| 512 | 256 | 128 | 64 | 32 | 16 | 8 | 4 | 2 | 1 |
| no | no | 16 | no | no | 0 | no | no | no | no |

Quindi per impostare nel **modulo N** il numero **144** dovrete scollegare da **massa** i piedini **18** e **15.**

Per il **modulo A** (0,2 MHz) dovrete utilizzare la seguente formula:

**A = (MHz VFO : MHz Rif.) - (P x N)**

quindi:

**(144,2 : 0,1) - (10 x 144) = 2**

A questo punto dovrete scollegare da massa il piedino 21 che ha **peso 2.**

Per verificare se i vostri calcoli sono esatti potrete usare la formula:

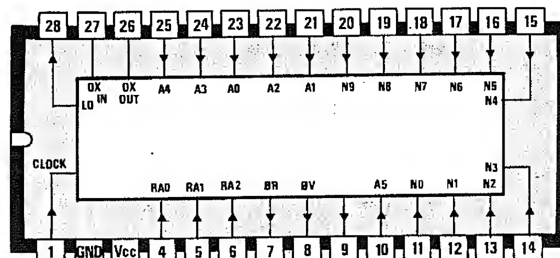
**MHz VFO = ((P x N) + A) x MHz Rif.**

**((10 x 144) + 2) x 0,1 = 144,2 MHz**

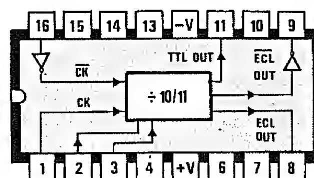
ELENCO COMPONENTI

R1 = 22.000 ohm 1/4 watt
R2 = 390 ohm 1/4 watt
R3 = 22.000 ohm 1/4 watt
R4 = 22.000 ohm 1/4 watt
R5 = 22.000 ohm 1/4 watt
R6 = 2.200 ohm 1/4 watt
R7 = 22.000 ohm 1/4 watt
R8 = 47.000 ohm 1/4 watt
R9 = 100 ohm 1/4 watt
C1 = 33 pF ceramico
C2 = 10 - 60 pF compensatore
C3 = 100.000 pF poliestere
C4 = 2,2 mF elettr.
C5 = 1.000 pF ceramico
C6 = 10.000 pF ceramico
C7 = 100.000 pF ceramico
C8 = 1.000 pF ceramico
IC1 = MC.145152
IC2 = SP.8680 o 11C90
TR1 = NPN BC.237
DL1 = diodo led
XTAL1 = quarzo da 6,4 MHz
S1 - S19 = deviatori

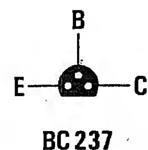
VFO
USCITA
5V
TR1
IC2
IC1
PLL
XTAL
FREQ. RIF.
MODULO N
MODULO A




MC145152




SP8690




BC 237

## D pag.



## E pag.



## F pag.

## N pag.



## O pag.



## P pag.

## Q



## R



## S



## T

## U pag.



## V pag.



## W pag.



## X pag.

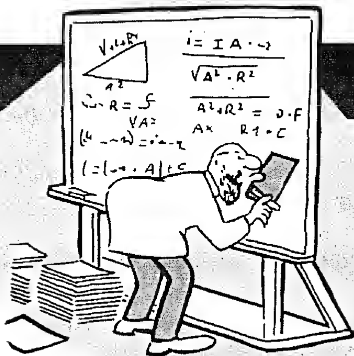


## Z pag.





Questo indice analitico, che vi sarà molto utile per trovare rapidamente l'argomento che più vi interessa, è stato condensato in una sola riga per ogni voce, e quindi la descrizione potrebbe anche non soddisfare pienamente le vostre esigenze di ricerca.
Per questo motivo abbiamo inserito alcune pagine bianche supplementari, affinché possiate riportare i titoli ed il relativo numero di pagina degli argomenti che più frequentemente vi trovate a consultare.
In queste pagine potrete trascrivere anche "appunti" personali oppure i titoli degli articoli applicativi o teorici che pubblicheremo in futuro sulla rivista Nuova Elettronica.
Vi sono inoltre altre pagine che potrete utilizzare per annotare le connessioni degli integrati e dei transistor, in modo da ritrovarle velocemente senza dover sfogliare numerose riviste solo perché non vi ricordate più su quale kit sono stati utilizzati questi componenti.



# NOTA AGGIUNTIVA

Esaurita anche la terza ristampa e forti dei favorevoli apprezzamenti espressi da tecnici ed esperti del settore, abbiamo provveduto a questa quarta pubblicazione del nostro Handbook con la quale speriamo di esaudire il desiderio di tutti quei lettori che ancora oggi ce lo richiedono.
Tutti ci hanno scritto che utilizzando le **semplici formule** da noi riportate hanno ottenuto a montaggio ultimato i valori dichiarati, quindi lo ritengono un validissimo manuale per tutti i progettisti.
Non è comunque mancata qualche richiesta di **chiarimento** da parte di chi, non trovando corrispondenza tra le formule pubblicate nell'**Handbook** e quelle riportate su tutti i testi di elettronica, ha reputato le nostre sbagliate senza nemmeno provarle.
Ad esempio ci è stato scritto che per calcolare la frequenza di sintonia di un circuito L/C la formula da usare è:

$$F = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

e non quella da noi utilizzata a pag.78, che qui richiamiamo:

$$\textbf{MHz} = 159 : \sqrt{\textbf{pF x microHenry}}$$

A costoro vogliamo far presente che nella prima formula il valore di **F** (frequenza) è in **Hertz**, quello di **L** (induttanza) è in **Henry** e quello di **C** (capacità) è in **Farad**, cioè unità di misura che non vengono mai adoperate all'atto pratico.
Normalmente per le induttanze si usano **i milliHenry** ed i **microHenry** e per le capacità i **picoFarad**, quindi per poter usare queste formule si dovrebbero convertire questi valori in **Farad** ed in **Henry** ed anche se fossero tutti dei **matematici esperti**, è abbastanza facile per chiunque sbagliare inserendo uno **zero** di troppo o in meno.
Ammesso di voler conoscere la frequenza di risonanza di un circuito composto da una bobina da **82 microHenry** e da una capacità di **15 picoFarad** si dovrebbe fare questo calcolo:

$$Hz = \frac{1}{6{,}283184 \times \sqrt{0{,}000082 \times 0{,}000000000015}}$$

Un'operazione questa che nessuno può fare adoperando una normale calcolatrice tascabile non scientifica.
Comunque effettuando i calcoli si ottiene questo risultato:

$$\frac{1}{0{,}000000220359781831} = 4.538.033 \text{ Hz}$$

Poiché la frequenza è in **Hz**, per convertire questo numero in **MHz** bisogna dividerlo per **1.000.000** ottenendo così **4,538 MHz**, mentre se ci servisse in **KHz** bisognerebbe dividerlo per **1.000**, ottenendo **4.538 KHz**.

Con la nostra formula si ottiene il valore direttamente in **MHz**:

$$159 : \sqrt{82 \times 15} = 4{,}533 \text{ MHz}$$

In questo caso se servisse conoscere la frequenza in **KHz** basterebbe moltiplicare per **1.000** il risultato, oppure usare **159.000** anziché **159**, infatti:

$$159.000 : \sqrt{82 \times 15} = 4.533 \text{ KHz}$$

Ci è stato fatto notare che con queste nostre formule si ottiene una frequenza **più bassa** rispetto a quella ottenuta con il calcolo precedente, infatti noi otteniamo **4,533 MHz** anziché **4,538 MHz**.
Vogliamo però sottolineare che in ogni circuito sono presenti delle **piccole capacità parassite**.
Ammesso quindi che le piste del circuito stampato introducano una capacità minima di **2 picoFarad**, il circuito si sintonizzerà su **4,262 MHz**.
Quindi con la nostra formula si ottiene un valore più vicino a quello **reale** in quanto **2-3 pF** di capacità parassita esistono sempre.

Qualche lettore ci ha domandato dove abbiamo **"pescato"** il numero **159** e noi ora lo spiegheremo, perché pensiamo che interessi un po' tutti.

Se provate a calcolare:

$$\frac{1}{2\pi} \quad \text{ottenete} \quad \frac{1}{6{,}283184} = 0{,}159154976203$$

**NOTA**: **pi-greco** ($\pi$) non è **3,14**, ma **3,141592** quindi **2$\pi$** dà **6,283184**.

Poiché ci siamo prefissi di ricavare il valore della frequenza in **Megahertz** usando come misura i **picoFarad** ed i **microHenry**, dobbiamo moltiplicare questo numero per **1.000**, ottenendo così **159,154976203**.
Dovendo valutare eventuali **capacità parassite** abbiamo tolto i **decimali** e così abbiamo ricavato un numero molto facile da ricordare, **159**, ed anche una formula più semplice perché il tutto si riduce a:

$$\frac{159}{\sqrt{\text{pF x microHenry}}}$$

Per ottenere la frequenza direttamente in **Kilohertz** basta utilizzare il numero **159.000** anziché **159**.

Facciamo un altro esempio.
Per conoscere la **capacità** ed il valore della **induttanza**, le formule che troviamo sui testi sono le seguenti:

$$L = \frac{\left(\frac{1}{2\pi F}\right)^2}{C} \qquad C = \frac{\left(\frac{1}{2\pi F}\right)^2}{L}$$

Le nostre sembrano molto diverse solo perché le abbiamo semplificate, infatti:

**pF = 25.300 : [(MHz x MHz) x microHenry]**
**µH = 25.300 : [(MHz x MHz) x picoFarad]**

A chi ci ha domandato come si ottiene il numero **25.300**, rispondiamo che si ricava da questa semplice operazione:

$$\left(\frac{1}{6{,}283184}\right)^2 = 0{,}0253303064502$$

Poiché la frequenza si calcola sempre in **MHz**, le induttanze che si usano nel circuito sono sempre in **microHenry** e le capacità hanno valori sempre espressi in **picoFarad**, occorre moltiplicare il numero **0,0253303064502** per **1.000.000** e così si ottiene:

**0,0253303064502 x 1.000.000 = 25.330**

Che abbiamo **arrotondato** a **25.300** perché dobbiamo sempre considerare un **minimo** di **capacità parassite**.

Facciamo un esempio.

Ammesso di voler realizzare un circuito di sintonia che si accordi sulla frequenza di **4,53 MHz**, utilizzando un'induttanza da **15 microHenry** si deve adoperare una **capacità** di:

**25.300 : [(4,53 x 4,53) x 15] = 82,19 picoF**

Ammesso di avere una **capacità** di **82 pF** e di voler conoscere il valore della **induttanza**, si ottiene:

**25.300 : [(4,53 x 4,53) x 82] = 15,03 microH**

Il **pignolo** che volesse usare il numero **non arrotondato**, cioè **25.330** otterrebbe:

**25.330 : [(4,53 x 4,53) x 15] = 82,29 picoF**
**25.330 : [(4,53 x 4,53) x 82] = 15,05 microH**

Confrontando tra loro i risultati, potete vedere che le differenze sono **irrisorie** e comunque non serve conoscerle, perché comunque **non troveremo** mai in commercio un condensatore da **82,19** o **82,29 pF** e nemmeno delle induttanze da **15,03** o **15,05 microHenry.**
Dovremo quindi sempre utilizzare dei valori **standard**: 82 picoFarad e 15 microHenry.
Anche con un condensatore da **82 pF** molto **preciso** con una tolleranza del **5%**, la sua **reale** capacità andrà da un **minimo** di **78** ad un **massimo** di **86 pF**.
Lo stesso dicasi per l'induttanza perché anche se quella che acquistate è siglata **15 microHenry** in pratica potrebbe avere un valore che da un **minimo** di **14** può raggiungere un **massimo** di **16 microHenry**.
Ammesso di inserire nel circuito una **capacità** di **86 pF** ed un'**induttanza** di **16 microHenry**, si ottiene una frequenza di:

**159 : $\sqrt{86 \times 16}$ = 4,28 MHz** anziché **4,53 MHz**

Se la **capacità** fosse di **78 pF** e l'**induttanza** di **14 microHenry**, si otterrebbe una frequenza di:

**159 : $\sqrt{78 \times 14}$ = 4,81 MHz** anziché **4,53 MHz**

Se si inserisse una capacità **maggiore**, cioè **86 pF** ed un'induttanza **minore**, cioè **14 microHenry**, si otterrebbe una frequenza di:

**159 : $\sqrt{86 \times 14}$ = 4,58 MHz** anziché **4,53 MHz**

Come potete notare le differenze sono irrisorie, purché non si abbiano nel circuito delle **capacità parassite** superiori ai valori medi.

Per concludere, le formule riportate su questo Handbook vi permetteranno di ricavare tutti i valori che desiderate conoscere utilizzando una normalissima **calcolatrice** tascabile.